

2/9/1

DIALOG(R) File 351:Derwent WPI
(c) 2000 Derwent Info Ltd. All rts. reserv.

09/719766
JC01 Rec'd PCT/PTO 15 DEC 2000

007829345

WPI Acc No: 1989-094457/*198913*

XRFX Acc No: N89-071715

Digital signal transmission by frequency or phase modulation - subjecting base band signal to pulse expansion prior to modulation and pulse compression after demodulation

Patent Assignee: WITTNEBEN A (WITT-I)

Inventor: WITTNEBEND A

Number of Countries: 001 Number of Patents: 001

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
DE 3730399	A	19890323	DE 3730399	A	19870910	198913 B

Priority Applications (No Type Date): DE 3730399 A 19870910

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan	Pg	Main IPC	Filing Notes
DE 3730399	A		28		

Abstract (Basic): DE 3730399 A

In the transmission the digital signal can be represented by a digital base band signal in the form of a train of time shifted pulses with amplitude weighting with discrete value and digital information contains. The digital base band signal modulates a HF carrier frequency or phase. The digital basic band signal is subjected to a pulse expansion prior to the modulation, and a pulse compression after the demodulation.

Pref. the pulse expansion is carried out by a filter with a group transit time increasing with the increasing frequency. The pulse compression is carried out by a filter with a reducing group transit time with increasing frequency. The increase or reduction of the group transit time may be linear, while the frequency path of both filters remains constant over a preset pass range.

USE/ADVANTAGE - For satellite telecommunications, with reduced interference sensitivity.

0/12

Title Terms: DIGITAL; SIGNAL; TRANSMISSION; FREQUENCY; PHASE; MODULATE; SUBJECT; BASE; BAND; SIGNAL; PULSE; EXPAND; PRIOR; MODULATE; PULSE; COMPRESS; AFTER; DEMODULATE

Derwent Class: W01; W02

International Patent Class (Additional): H04B-001/62; H04B-007/26; H04L-027/00

File Segment: EPI

Manual Codes (EPI/S-X): W01-A09; W02-C03B; W02-G04

BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)

98/1889

33

①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

①2 Offenlegungsschrift
①1 DE 37 30 399 A 1

⑤1 Int. Cl. 4:
H 04 L 27/00
H 04 B 1/62
H 04 B 7/26
// H 04B 7/16

②1 Aktenzeichen: P 37 30 399.6
②2 Anmeldetag: 10. 9. 87
④3 Offenlegungstag: 23. 3. 89

DE 37 30 399 A 1

⑦1 Anmelder:
Wittneben, Armin, 6100 Darmstadt, DE

⑦4 Vertreter:
Fuchs, J., Dr.-Ing. Dipl.-Ing. B.Com.; Luderschmidt,
W., Dipl.-Chem. Dr.phil.nat., Pat.-Anwälte, 6200
Wiesbaden

⑦2 Erfinder:
gleich Anmelder

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑥4 Verfahren und Vorrichtung zur Übertragung eines Digitalsignals

In einem Sender steuert ein digitales Basisbandsignal über ein impulsdehnendes Filter einen Frequenzmodulator an. Im Empfänger werden die empfangenen Signale über einen Bandpaß einem Frequenzdiskriminator zur Demodulation zugeführt. Das demodulierte Signal wird in einem Tiefpaß gefiltert und durchläuft vor der Schwellenwertdecodierung ein impulskomprimierendes Filter. Mehrere gleichartige Empfänger können in der Weise verschaltet werden, daß die Bandbreite des Bandpasses in aufeinanderfolgenden Zweigen immer kleiner wird. Das impulsdehnende Filter besitzt einen konstanten Betragsfrequenzgang und eine linear ansteigende Gruppenlaufzeit, während das impulskomprimierende Filter einen zu dem Filter konjugiert komplexen Frequenzgang aufweist.

DE 37 30 399 A 1

Patentansprüche

1. Verfahren zur Übertragung eines Digitalsignals mittels Frequenz- bzw. Phasenmodulation, bei dem das Digitalsignal durch ein digitales Basisbandsignal in Form einer Folge von zeitverschobenen Impulsen mit wertdiskreter, die digitale Information enthaltender Amplitudengewichtung darstellbar ist und das digitale Basisbandsignal einen hochfrequenten Träger in der Frequenz bzw. Phase moduliert, dadurch gekennzeichnet, daß das digitale Basisbandsignal vor der Modulation einer Impulsdehnung und nach der Demodulation einer Impulskompression unterzogen wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Impulsdehnung mit einem Filter erfolgt, das eine mit steigender Frequenz steigende Gruppenlaufzeit aufweist und das die Impulskompression mit einem Filter erfolgt, das eine mit steigender Frequenz fallende Gruppenlaufzeit aufweist.
3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Anstieg bzw. der Abfall der Gruppenlaufzeit linear verläuft und der Betragsfrequenzgang beider Filter über einen vorgegebenen Durchlaßbereich konstant ist.
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1—3, dadurch gekennzeichnet, daß der Dehnungsfaktor für das senderseitige Filter so vorgegeben wird, daß die Amplitude des zur freien Euklidischen Distanz führenden Phasendifferenzsignals kleiner als $0,2 \pi$ ist und der Kompressionsfaktor des empfangsseitigen Filters den hierzu reziproken Wert aufweist.
5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Dehnungsfaktor einen Wert zwischen 50 und 500 aufweist.
6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1—5, dadurch gekennzeichnet, daß das digitale Basisbandsignal eine Wertigkeit von 2^n (wobei $n = 1, 2, \dots$) aufweist.
7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß empfangsseitig eine Schwellenwertdecodierung des demodulierten Signals vorgenommen wird.
8. Sende/Empfangsvorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1 oder einem der folgenden, bei der im Sendeteil das digitale Basisbandsignal über einen Impulsformer einen Frequenzmodulator ansteuert und im Empfangsteil ein Demodulator über einen Tiefpaß einen Schwellenwertdecoder ansteuert, dadurch gekennzeichnet, daß im Sendeteil zwischen Impulsformer (4/4) und Modulator (4/8) ein impulsdehnendes Filter (4/6) und im Empfangsteil nach dem Demodulator (10/2) und dem Tiefpaß (10/4) ein impulskomprimierendes Filter angeordnet ist.
9. Sende/Empfangsvorrichtung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß senderseitig am Ausgang ein Bandpaß (6) angeordnet ist, der die fernab vom Träger liegenden Frequenzen anhebt, und daß empfangsseitig ein Bandpaß (8) angeordnet ist, der mit einem inversen Frequenzgang diese Anhebung wieder rückgängig macht.
10. Sende/Empfangsvorrichtung nach Anspruch 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, daß der Empfangsteil mehrere Empfangseinheiten (1/2, 1/4, 1/6; 2/2, 2/4, 2/6; usw.) aufweist, wobei der ersten Empfangseinheit (1/2, 1/4, 1/6) das Empfangssignal $\hat{n}(t)$ direkt, der zweiten Empfangseinheit ein Mischsignal, bestehend aus dem verzögerten Eingangssignal $\hat{n}(t-\tau)$ und dem Ausgangssignal $\hat{s}^{(1)}(t)$ der ersten Empfangseinheit, zugeführt wird usw.
11. Sende/Empfangsvorrichtung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß jede Empfangseinheit einen Bandpaß ($i/2$), einen Frequenzdiskriminator ($i/4$) und einen Schätzer ($i/6$) aufweist, und daß der Bandpaß (1/2) der ersten Empfangseinheit eine größere Bandbreite aufweist als der Bandpaß (2/2) der zweiten Empfangseinheit usw.
12. Sende/Empfangsvorrichtung nach Anspruch 8, gekennzeichnet durch ihre Anordnung in einem Mobilfunkgerät.
13. Sende/Empfangsvorrichtung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Übertragung über einen Fading-Kanal mit statistischer Schwankung des Frequenzganges erfolgt.
14. Sende/Empfangsvorrichtung nach einem der Ansprüche 8—13, dadurch gekennzeichnet, daß die Mittenfrequenz des Frequenzmodulators (4/8) periodisch geändert wird.

Beschreibung

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur Übertragung eines Digitalsignals nach dem Gattungsbegriff des Patentanspruchs 1 sowie auf Vorrichtungen zur Durchführung dieses Verfahrens.

Wie im Buch "Digital Phase Modulation" von C. E. Sundberg et al., erschienen bei Plenum, New York, 1986, ausgeführt wird, sind digitale Frequenzmodulationsverfahren (FM) in den letzten Jahren als bandbreiteneffiziente und störungsunempfindliche Verfahren erkannt worden. Auf Kanälen mit stark nichtlinearen Verstärkern ohne Ausgangsfilterung haben digitale FM-Verfahren erhebliche Bandbreitenvorteile gegenüber PSK (Phase Shift Keying):

PSK hat ausgeprägte spektrale Seitenzipfel, die durch Filterung unterdrückt werden können. Die dann resultierenden Amplitudeneinbrüche des hochfrequenten Signals werden vom nichtlinearen Endverstärker aufgrund dessen begrenzender Wirkung wieder eingeebnet — die spektralen Seitenzipfel so ungewollt regeneriert. Die Spektren von digitaler FM weisen geringe Seitenzipfel auf — die Bandbreiteneffizienz bleibt auch hinter nichtlinearen Verstärkern erhalten. Typische nichtlineare Verstärker sind Klasse C Leistungsverstärker und Wanderfeldröhrenverstärker in Fernmeldesatelliten.

In der Nachrichtentechnik tritt häufig das Problem der Übertragung von Daten über Kanäle mit statistischer Schwankung des Frequenzganges und der Gruppenlaufzeit (sogenannte Fading-Kanäle) auf, so z. B. beim digitalen Mobilfunk und beim maritimen Satellitenfunk. Hier ist ein Verfahren wie die digitale FM vorteilhaft,

bei dem das Nutzsignal am Eingang des Empfängers konstante Amplitude aufweist, und so Fading-bedingte Amplitudeneinbrüche des Nutzsignals zu keiner Verfälschung der Daten führen (sofern der Störabstand auf dem Kanal ausreichend groß bleibt).

Frequenzmodulation ist ein nichtlineares Modulationsverfahren. Wird die Phase des hochfrequenten Trägersignals zu beliebigen Zeitpunkten von mehr als einem digitalen Symbol bestimmt, so führt dieses Gedächtnis zusammen mit der nichtlinearen Modulation bei entsprechender Wahl des Modulationsindex zu Systemen mit höherer Störumempfindlichkeit als PSK. Dieser Zusammenhang ist in der Arbeit "Continuous Phase Modulation — Part 1: Full Response Signaling" von T. Aulin et al, erschienen in IEEE Transactions on Communication, Vol. COM-29, Seite 196—209, März 1981, ausführlich beschrieben.

Das den Frequenzmodulator ansteuernde Signal ist eine Folge von amplitudengewichteten, zeitverschobenen Frequenzgrundpulsen. In der Arbeit "Continuous Phase Modulation — Part 2: Partial Response Signaling" von T. Aulin et al, erschienen in IEEE Transactions on Communication, Vol. COM-29, Seite 210—225, März 1981, wird beschrieben, wie mit mehrstufigem Symbolalphabet ($M > 2$) und Impulsen mit gezielter Nachbarzeichenbeeinflussung (Partial-Response) besonders störumempfindliche und bandbreiteneffiziente digitale FM-Verfahren gefunden werden können.

Um die Störumempfindlichkeit von digitaler FM zu nutzen, ist ein kohärenter Empfänger mit einem Decoder erforderlich, der nach der Methode der Schätzung des Signals mit der maximalen Mutmaßlichkeit (Maximum Likelihood Sequence Estimation MLSE) arbeitet. Die Komplexität dieses Decoders wird insbesondere bei digitalen FM-Verfahren mit einer Störumempfindlichkeit besser als PSK (im folgenden Breitband-FM genannt) erheblich. Dieser Sachverhalt wird ausführlich in dem Buch "Digital Phase Modulation" von C. E. Sundberg et al, erschienen bei Plenum, New York, 1986, behandelt. Als weiteres Problem ist die Trägersrückgewinnung zum Zwecke der kohärenten Demodulation zu nennen. Erfolgt die Übertragung über einen Kanal mit schnellen Fadings, so wird die Trägersrückgewinnung weiter erschwert. Arbeitet das betreffende digitale FM-Verfahren mit nebensprechbehafteten Frequenzgrundpulsen und mehrstufigem Symbolalphabet zur Verbesserung der Störumempfindlichkeit und Bandbreiteneffizienz, so steigt die Komplexität des kohärenten Empfängers nochmals erheblich.

Nichtkohärente Demodulation, insbesondere Frequenzdiskriminator-demodulation, wird aus diesem Grunde intensiv untersucht. Beispiele dafür gibt die Fundstelle "Effects of Pulse Shaping and Soft Decision on the Performance of Digital FM with Discriminator Detection" von T. T. Tjhung et al, erschienen in IEEE Transactions on Communication, Vol. COM-34, Seite 1116—1122, November 1986. Allgemein ergibt sich, daß insbesondere für digitale Breitband-FM deutliche Verluste gegenüber optimaler Detektion zu verzeichnen sind. Grund dafür sind impulsartige Störungen, die bei Frequenzdiskriminator-demodulation (und allen anderen Demodulatoren, die die Ableitung der Phase nach der Zeit ausgeben) von FM auftreten.

Digitale FM-Systeme mit Frequenzumtastung (FSK) und Frequenzdiskriminator-demodulation werden als robuste und preiswerte Systeme häufig eingesetzt; z. B. beim digitalen Richtfunk im 19 GHz-Bereich. Auch bei der geplanten Ausstrahlung von Fernsehprogrammen zum Direktempfang über Satellit wird digitale FM mit Frequenzdiskriminator-demodulation zur Ton/Datenübertragung verwandt (D2-MAC-Fernsehnorm).

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, die Störumempfindlichkeit und nichtkohärente Detektierbarkeit herkömmlicher digitaler FM-Verfahren zu optimieren und damit die erforderliche Empfängerkomplexität entscheidend zu reduzieren. Diese Aufgabe wird durch das im Patentanspruch 1 gekennzeichnete Verfahren gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen dieses Verfahrens sowie Vorrichtungen zur Durchführung dieses Verfahrens sind den Unteransprüchen entnehmbar.

Die Erfindung wird anhand eines theoretischen Modells und anhand von drei Ausführungsbeispielen näher beschrieben. Es zeigt

Fig. 1 das Blockschaltbild eines Senders.

Fig. 2(a) den Betragsfrequenzgang, (b) die Gruppenlaufzeit und (c) die Impulsantwort des erfindungsgemäß verwendeten senderseitigen phasenverzerrenden Filters.

Fig. 3 ein lineares Basisbandmodell zur Berechnung der freien Euklidischen Distanz.

Fig. 4 die qualitative Abhängigkeit der Fehlerwahrscheinlichkeit P_e vom Modulationsindex h bei (a) bekannter digitaler FM mit Frequenzdiskriminator-demodulation und (b) dem erfindungsgemäßen Verfahren (FMP).

Fig. 5(a) den Betragsfrequenzgang, (b) die Gruppenlaufzeit und (c) die Impulsantwort des erfindungsgemäß verwendeten empfangsseitigen phasenverzerrenden Filters.

Fig. 6(a) das gemeinsame Blockschaltbild der bevorzugten Ausführungsformen von Sende-/Empfangsvorrichtungen, (b) das detaillierte gemeinsame Blockschaltbild des Senders der bevorzugten Ausführungsformen, (c) das detaillierte Blockschaltbild des Demodulators in einer bevorzugten Ausführungsform, (d) den Frequenzgang des Empfangsbandpasses in einer bevorzugten Ausführungsform, (e) das Blockschaltbild der Empfangsvorrichtung in einer bevorzugten Ausführungsform, (f) das detaillierte Blockschaltbild eines Zweiges der Empfangsvorrichtung in einer bevorzugten Ausführungsform.

Fig. 7 das Blockschaltbild eines für die Phasenverzerrung verwendeten Transversalfilters.

Fig. 8 das integrierte Leistungsdichtespektrum des FM-Sendesignals der Sendeeinrichtung.

Fig. 9 die Abhängigkeit der Fehlerwahrscheinlichkeit P_e von dem Träger/Geräuschverhältnis C/N .

Fig. 10 den zur Fehlerwahrscheinlichkeit korrespondierenden Störabstand S/N über dem Energie pro Bit/Rauschleistungsdichte-Verhältnis E_b/N_0 .

Fig. 11 das Blockschaltbild einer frequenzverkoppelten Schleife.

Fig. 12 ein Mobilfunkgerät, das die Vorrichtung gemäß Fig. 6(a, b, c) aufweist.

Die im Anhang angefügte Tabelle gibt die Koeffizienten der als Transverfilter realisierten FMP-Filter bei den bevorzugten Ausführungsformen an.

Theoretisches Modell

In Fig. 1 ist das theoretische Modell einer Sendevorrichtung zur Übertragung von Digitalsignalen nach dem erfindungsgemäßen Verfahren dargestellt. Eine Datenquelle 100 gibt statistisch unabhängige und gleichverteilte digitale Symbole a_{sv} aus dem M -wertigen Symbolalphabet A ab. Der Index v gibt an, zu welchem Taktzeitpunkt des δ -Modulators das betreffende Symbol gehört. Am Ausgang des δ -Modulators 110 ergibt sich eine Folge von amplitudengewichteten δ -Stößen der Form $\varepsilon a_{sv} \delta(t - vT_s)$, die den Impulsformer 120 anregt. Die Impulsantwort $h_F(t)$ des Impulsformers 120 wird Frequenzgrundpuls genannt, die Antwort $s_F(t)$ des Impulsformers auf die δ -Stoßfolge dementsprechend Frequenzsignal. Dieses besteht aus einer Folge von mit den digitalen Symbolen a_{sv} gewichteten Frequenzgrundpulsen h_F .

$$s_F(t) = \sum_v a_{sv} h_F(t - vT_s). \quad (1)$$

15

Die Blöcke Integrator 140 und Phasenmodulator 150 bilden einen gewöhnlichen Frequenzmodulator, die Momentanfrequenz des hochfrequenten Signals s_{FF} ist proportional der Amplitude des Frequenzsignals s_F . Für die theoretische Beschreibung der Erfindung ist diese Aufteilung notwendig, da das Phasensignal Φ , welches durch Integration aus dem Frequenzsignal hervorgeht, die Störunempfindlichkeit des digitalen FM-Verfahrens bestimmt. Dieses Phasensignal kann ebenso als Folge von amplitudengewichteten, zeitverschobenen Phasengrundpulsen geschrieben werden.

$$\Phi(t) = \sum_v a_{sv} h_\Phi(t - vT_s). \quad (2)$$

30

Dabei gehen die Phasengrundpulse h_Φ durch Integration aus den Frequenzgrundpulsen h_F hervor

$$h_\Phi(t) = 2\pi k_F / T_s \int_{-\infty}^t h_F(\tau) d\tau. \quad (3)$$

35

Der effektive Frequenzhub ΔF_N ist definiert als die Wurzel der Leistung P_Φ der Ableitung des Phasensignals normiert auf die Bitratenkreisfrequenz ω_B .

$$\Delta F_N = \sqrt{P_\Phi} / \omega_B = (k_F \sqrt{P_{sF}}) / (T_s f_B). \quad (4)$$

40

wobei P_{sF} die Leistung des Frequenzsignals s_F (Gl. (1)) ist. ΔF_N ist also ein Maß für die effektive Frequenzauslenkung.

Das hochfrequente Signal s_{FF} hat konstante Amplitude A und zeitvariante Phase.

$$s_{FF}(t) = A \cos(\omega_0 t + \Phi(t)) \quad (5)$$

50

Das gestrichelt gezeichnete Filter H_F unterscheidet die Erfindung von allen anderen bekannten digitalen FM-Verfahren. Da es sich, wie im folgenden ausgeführt wird, um ein Filter mit Phasenverzerrung handelt, wird das erfindungsgemäße Verfahren Frequenzmodulation mit phasenverzerrenden Filtern, kurz FMP, genannt. Das phasenverzerrende Filter wird in Anlehnung daran als FMP-Filter bezeichnet.

55

Betragsfrequenzgang und Gruppenlaufzeit dieses Filters sind in Fig. 2(a) und (b) dargestellt. Der Betragsfrequenzgang ist innerhalb des Durchlaßbereiches ($0 \dots f_g$) des Frequenzgrundfilters H_F konstant, so daß am Amplitudenfrequenzgang der gesamten Filterkette bis zum Phasenmodulator nicht geändert wird. Prinzipiell ist auch ein nicht konstanter Amplitudenfrequenzgang denkbar, dem dann durch eine nicht lineare bzw. eine nur abschnittsweise Gruppenlaufzeit Rechnung zu tragen wäre.

60

Durch die linear ansteigende Gruppenlaufzeit (Fig. 2(b)) wird der Frequenzgrundpuls gedehnt. Der Dehnungsfaktor k_0 gibt die Gruppenlaufzeit bei Nyquistrate, normiert auf die Symbolperiode, an. In Fig. 2(c) ist das Frequenzfilter H_F ein idealer Tiefpaß. Ein Vergleich des Frequenzgrundpulses ohne FMP-Filter ($k_0 = 0$) und mit FMP-Filter ($k_0 > 0$) zeigt deutlich, daß über k_0 eine zeitliche Dehnung und Amplitudenreduktion erzielt werden kann. Die ungefähre Dauer des Frequenzgrundpulses ist dann das k_0 -fache der Symbolperiode T_s , die Amplitude geht auf $\sqrt{2/k_0}$ zurück.

65

Mit dem FMP-Filter überlagern sich zu jedem Zeitpunkt also in etwa k_0 Frequenzgrundpulse mit, durch die digitalen Daten bedingter, statistisch unabhängiger Amplitudengewichtung a_{sv} . Bei ausreichend großen k_0 resultiert nach dem zentralen Grenzwertsatz diese ungerichtete Überlagerung von sehr vielen statistisch unabhängigen Einzeleinflüssen in einer näherungsweise Gaußischen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion. Durch das FMP-Filter wird das digitale Basisbandsignal in ein "quasi-analoges", näherungsweise Gaußisches Signal umge-

formt.

Aufgabe eines Empfängers ist es zu schätzen, welche Folge von Symbolen a_{sv} gesendet wurde. Es seien $s_{rf}^{(1)}$ und $s_{rf}^{(2)}$ die zu zwei beliebigen Symbolfolgen (1) und (2) gehörigen hochfrequenten Sendesignale. Wenn der Kanal von weißem, gaußischem Rauschen gestört ist, ist die Differenzenergie

$$d^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} [s_{rf}^{(1)}(t) - s_{rf}^{(2)}(t)]^2 dt \quad (6)$$

entscheidend für die Unterscheidbarkeit von $s_{rf}^{(1)}$ und $s_{rf}^{(2)}$. Die Störuneempfindlichkeit eines Modulationsverfahrens wird dann optimiert, wenn die Differenzenergie d^2 zwischen beliebigen Symbolfolgen (1) und (2) vergrößert wird. Es ist wohlbekannt, daß für großen Störabstand die minimale Differenzenergie, die sogenannte freie Euklidische Distanz, für die Fehlerwahrscheinlichkeit maßgeblich ist. Die meisten Codierungsverfahren zielen auf die Vergrößerung der freien Euklidischen Distanz zur Verbesserung der Störuneempfindlichkeit ab. Es wird im folgenden gezeigt, daß mit der Erfindung die freie Euklidische Distanz jedes digitalen FM-Verfahrens bei konstantem effektivem Frequenzhub ΔF_N optimiert wird.

Bei digitaler FM ergibt sich die Euklidische Distanz zwischen $s_{rf}^{(1)}$ und $s_{rf}^{(2)}$ zu

$$d^2 = 2A^2 \int_{-\infty}^{+\infty} \sin^2 [(\phi^{(1)}(t) - \phi^{(2)}(t))/2] dt. \quad (7)$$

Es sei $\Delta\phi$ die Phasendifferenz zwischen den zu den Symbolfolgen (1) und (2) gehörigen Phasensignalen

$$\Delta\phi(t) = \phi^{(1)}(t) - \phi^{(2)}(t) = \sum_n (a_n^{(1)} - a_n^{(2)}) h_\phi(t - nT_s). \quad (8)$$

Im folgenden wird die Bezeichnung Differenzsymbol d_v für die Differenz der Symbole der Folgen (1) und (2) zum v -ten Taktzeitpunkt gewählt.

$$d_v = a_{sv}^{(1)} - a_{sv}^{(2)} \quad (9)$$

Das Phasendifferenzsignal $\Delta\phi$ (Gl. (8)) ist also eine Folge von zeitverschobenen mit den Differenzsymbolen gewichteten Phasengrundpulsen.

Eine obere Grenze für die freie Euklidische Distanz ergibt sich mit der Ungleichung

$$\sin^2(\Delta\phi/2) \leq (\Delta\phi/2)^2 \quad (10)$$

und Gl. (7) zu

$$d^2 \leq 0,5A^2 \int_{-\infty}^{+\infty} \Delta\phi^2(t) dt. \quad (11)$$

Die Ungleichung Gl. (10) gilt um so besser, je kleiner $\Delta\phi$ ist. Eine Amplitudenreduktion von $\Delta\phi$ und eine zeitliche Dehnung führen demnach bei konstantem effektivem Frequenzhub zu einer Annäherung der Euklidischen Distanz an die obere Grenze (Gl. (11)). Herkömmliche Methoden zur Annäherung an die obere Grenze sind Frequenzgrundpulse mit kontrollierter Nachbarzeichenbeeinflussung (Partial Response-PR) und mehrstufiges Signalalphabet ($M > 2$). Bei gleicher Energie haben PR-Impulse im Vergleich zu Nyquistimpulsen geringere Amplitude und einen breiteren Hauptimpuls. Die Amplitude des zu der freien Euklidischen Distanz führenden Phasendifferenzsignals ist dann kleiner und die zeitliche Dauer größer als bei Nyquistfrequenzgrundpulsen. Entsprechend steigt die freie Euklidische Distanz. In ähnlicher Weise wirkt sich ein mehrstufiges Signalalphabet aus. Als wesentlicher Nachteil wächst allerdings bei beiden Methoden die Empfängerkomplexität, da der (MLSE-) Empfänger wegen des erhöhten Nebensprechens und dem erweiterten Alphabet mehr Gedächtniszustände haben muß.

Im Gegensatz dazu werden durch das erfindungsgemäß verwendete FMP-Filter die Frequenzgrundpulse mittels einer linear ansteigenden Gruppenlaufzeit gedehnt. Zum Beweis, daß bei entsprechender Wahl des Dehnungsfaktors k_0 mit einem FMP-Filter die freie Euklidische Distanz jedes herkömmlichen digitalen FM-Verfahrens bei konstantem effektivem Frequenzhub ΔF_N optimiert wird, werden die Phasendifferenzsignale in drei Klassen eingeteilt.

Klasse 1: die Anzahl N der von Null verschiedenen Differenzsymbole d_v ist endlich und das Phasendifferenzsi-

gnal verschwindet für große Zeiten.

$$\Delta\Phi(t \rightarrow \infty) = 0 \quad (12)$$

- 5 Klasse 2: die Anzahl N der von Null verschiedenen Differenzsymbole ist endlich und das Phasendifferenzsignal hat einen endlichen Endwert.

$$\Delta\Phi(t \rightarrow \infty) \neq 0 \quad (13)$$

- 10 Klasse 3: die Anzahl N der von Null verschiedenen Differenzsymbole ist unendlich.

$$N \rightarrow \infty \quad (14)$$

Ohne Verlust an Allgemeinheit kann der Anfangswert aller Phasendifferenzsignale zu Null gesetzt werden.

$$15 \quad \Delta\Phi(t \rightarrow -\infty) = 0 \quad (15)$$

Abhängig von dem Frequenzgrundpuls ergeben sich verschiedene Bedingungen für die Klassenzugehörigkeit der Phasendifferenzsignale:

- 20 a) Die Frequenzgrundpulse sind gleichspannungsfrei

$$25 \quad \int_{-\infty}^{\infty} h_F(t) dt = 0. \quad (16)$$

30 Damit verschwindet der Endwert jedes Phasendifferenzsignals mit endlich vielen von Null verschiedenen Differenzsymbolen.

$$35 \quad \Delta\Phi(t \rightarrow \infty) \sim \sum_v d_v \int_{-\infty}^{\infty} h_F(t - vT_v) dt = \sum_v d_v \cdot 0 = 0. \quad (17)$$

Es gibt folglich nur Klasse 1 und Klasse 3 Phasendifferenzsignale.

- 40 b) Die Frequenzgrundpulse sind nicht gleichspannungsfrei

$$45 \quad \int_{-\infty}^{\infty} h_F(t) dt \neq 0. \quad (18)$$

Zur Klasse 1 gehören alle Phasendifferenzsignale, bei denen die Summe aller Differenzsymbole verschwindet

$$50 \quad \sum_v d_v = 0, N < \infty \quad (19)$$

da dann gilt

$$55 \quad \Delta\Phi(t \rightarrow \infty) \sim \sum_v d_v \int_{-\infty}^{\infty} h_F(t - vT) dt = \text{const.} \cdot \sum_v d_v = 0. \quad (20)$$

60 Zur Klasse 2 gehören entsprechend alle Phasendifferenzsignale mit endlicher Summe der Differenzsymbole

$$65 \quad \sum_v d_v \neq 0, N < \infty \quad (21)$$

da dann gilt

$$\Delta\Phi(t - \infty) \sim \sum_i d_i \int_{-\infty}^{\infty} h_i(\tau - \nu T) d\tau = \text{const.} \sum_i d_i \neq 0. \quad (22)$$

Zur Klasse 3 schließlich gehören definitionsgemäß alle Phasendifferenzsignale mit unendlich vielen Differenzsymbolen.

Durch entsprechende Wahl des Dehnungsfaktors k_0 können alle Klasse 1 — Differenzsignale zeitlich so gedehnt und in der Amplitude reduziert werden, daß die obere Grenze der Euklidischen Distanz (Gl. (11)) beliebig gut angenähert wird.

Klasse 2 — Phasendifferenzsignale haben einen endlichen Endwert. Ist dieser Endwert nicht ein ganzzahliges Vielfaches von π , so wird die Euklidische Distanz gemäß Gl. (7) unabhängig von k_0 unendlich. Im anderen Fall kann durch entsprechende Wahl des Dehnungsfaktors k_0 die Einschwingzeit auf den Endwert $\nu\pi$ beliebig lang gemacht werden. Die resultierende Euklidische Distanz nach Gl. (7) wächst für unendliche Dehnung über alle Grenzen, da der Integrand dann während des Einschwingvorganges für insgesamt unendlich lange Zeit endliche Werte annimmt.

Klasse 3 — Phasendifferenzsignale entsprechen bei ausreichendem Dehnungsfaktor k_0 gemäß des zentralen Grenzwertsatzes einem näherungsweise Gaußischen Rauschsignal, welches zu allen Zeiten eine von Null verschiedene Varianz hat. Die korrespondierende Euklidische Distanz ist deshalb unendlich.

Die (endliche) freie Euklidische Distanz tritt bei dem erfindungsgemäßen Verfahren demnach bei Klasse 1 — Phasendifferenzsignalen auf. Für ausreichend großen Dehnungsfaktor k_0 kann das lineare Basisbandmodell aus Fig. 3 zur Berechnung der freien Euklidischen Distanz d^2_{frei} verwandt werden. Wenn $\Delta\Phi_{\text{min}}$ das bei dem linearen Modell (Fig. 3) zur freien Euklidischen Distanz d^2_{frei} führende Phasendifferenzsignal ist, so erhält man

$$d^2_{\text{frei}} = A^2/2 \int_{-\infty}^{\infty} \Delta\Phi^2_{\text{min}}(t) dt. \quad (23)$$

Der Dehnungsfaktor muß so groß sein, daß die Amplitude des Phasendifferenzsignals $\Delta\Phi_{\text{min}}$ kleiner $0,2\pi$ ist und damit die Näherung $\sin^2\Delta\Phi \approx \Delta\Phi^2$ hinreichend genau gilt.

Durch das erfindungsgemäß verwendete Filter nähert sich bei ausreichendem Dehnungsfaktor k_0 die freie Euklidische Distanz jedes herkömmlichen digitalen FM-Verfahrens der durch Gl. (11) gegebenen oberen Grenze an. Ein Filter nach der Lehre der Erfindung optimiert demnach die freie Euklidische Distanz jedes herkömmlichen digitalen FM-Verfahrens unter der Randbedingung eines konstanten effektiven Frequenzhubs. Als ausreichender Dehnungsfaktor k_0 hat sich ein Wert in der Größenordnung von 50—500 erwiesen.

Demodulation

Der üblichen Notation folgend kann ein FM-Signal als rotierender Zeiger konstanter Länge in der komplexen Zahlenebene dargestellt werden. Zur Demodulation kann ein Empfänger die Phase des ankommenden Signals verfolgen. Eine zweifache Umrundung des Ursprungs führt dann beispielsweise zu einer Änderung des Empfänger Ausgangssignals um 4π .

Störungsbedingt schwankt die detektierte Phase statistisch um den (zeitabhängigen) Sollwert. Der Mittelwert dieser Schwankung ist Null, d. h. im Mittel wird der Sollwert ausgegeben. Täuscht allerdings die Störung eine Umrundung des Ursprungs vor, so entsteht ein bleibender Fehler von 2π . Übliche nichtkohärente FM-Demodulatoren (z. B. Frequenzdiskriminator, phasenverkoppelte Schleife (PLL)) bilden die Ableitung der Phase nach der Zeit. Eine vorgetäuschte Umrundung des Ursprungs wird dann zu einem Störimpuls der Fläche 2π . Dieses wohlbekannte Phänomen wird in dem Buch "Phase Locked and Frequency Feedback Systems" von J. Klapper et al, erschienen bei Academic Press, New York, 1972, beschrieben.

Bei analoger FM bedingt das die FM-Schwelle bei Frequenzdiskriminator demodulation: unterhalb eines Träger/Geräusch-Verhältnisses C/N von ca. 10 dB am Frequenzdiskriminator Eingang steigt die Anzahl der Störimpulse drastisch an. Der Basisbandstörabstand verschlechtert sich entsprechend. Während oberhalb der FM-Schwelle der Basisbandstörabstand proportional zu C/N ist, hat unterhalb der FM-Schwelle eine Verringerung von C/N um 1 dB typisch eine Verringerung des Basisbandstörabstandes um 2...3 dB zur Folge.

Bei digitaler FM verursachen die Störimpulse mit hoher Wahrscheinlichkeit Symbolfehler. Die mittlere Rate der Störimpulse ist sowohl vom Störabstand am Demodulator Eingang als auch von der momentanen Frequenz auslenkung des Nutzsignals abhängig; die Störimpulsrate wächst mit steigender Frequenz auslenkung. Erhöht man die Frequenz auslenkung oder äquivalent den Modulationsindex h bei digitaler FM, so wirkt die Zunahme der Störimpulsrate der Abnahme der Fehlerwahrscheinlichkeit durch die größer werdende Nutzsignalamplitude entgegen.

Fig. 4 zeigt qualitativ die Abhängigkeit der Fehlerwahrscheinlichkeit P_e vom Modulationsindex h bei digitaler FM mit Frequenzdiskriminator- oder PLL-Demodulation (Kurve (a)). Die Kurve gilt für beliebige Frequenzgrundpulse h_k . Zunächst verbessert sich die Fehlerwahrscheinlichkeit wegen der größer werdenden Nutzsignalamplitude, d. h. Augenöffnung. Jenseits eines optimalen Modulationsindex h_{opt} bewirken die Störimpulse jedoch

eine Zunahme der Fehlerwahrscheinlichkeit. Bedingt durch die Störimpulse kann also bei herkömmlicher FM mit Frequenzdiskriminator- oder PLL-Demodulation bei gegebenem hochfrequentem Störabstand C/N eine bestimmte Fehlerwahrscheinlichkeit nicht unterschritten werden.

Bei dem erfindungsgemäßen Verfahren wird am Ausgang eines Demodulators, der die Phase oder deren Ableitung ausgibt, ein FMP-Filter gemäß Fig. 5(a), (b) benötigt. Die senderseitige Gruppenlaufzeitverzerrung wird kompensiert, die Impulsverschmierung also rückgängig gemacht. Im Gegensatz zur herkömmlich verwendeten Methode der Impulsverschmierung durch Frequenzgrundpulse mit kontrollierter Nachbarzeichenbeeinflussung wird kein aufwendiger Decoder (i. a. Viterbidecoder) benötigt, um Impulsnebensprechen zu verarbeiten. Durch die erfindungsgemäß verwendeten FMP-Filter wird die Empfängerkomplexität entscheidend reduziert.

Die Impulsantwort des empfangsseitigen FMP-Filters ist in Fig. 5(c) angegeben. Die weiter oben beschriebenen demodulationsbedingten Störimpulse werden verschmiert und spielen oberhalb der FM-Schwelle für die Decodierung keine Rolle mehr. Es ergibt sich prinzipiell die in Fig. 4, Kurve (b) dargestellte Abhängigkeit der Fehlerwahrscheinlichkeit P_e vom Modulationsindex h . Die nichtkohärente Demodulierbarkeit von herkömmlicher digitaler FM wird durch die Erfindung also entscheidend verbessert.

Ausführungsbeispiele

Anhand von drei bevorzugten Ausführungsformen soll die Erfindung nun weiter verdeutlicht werden. In Fig. 6(a) ist ein für alle drei Ausführungsbeispiele gültiges Blockschaltbild angegeben. Die Sendevorrichtung besteht aus den Blöcken 2, 4 und 6, die Empfangsvorrichtung aus den Blöcken 8, 10, 12 und 14.

Die von der Datenquelle 2 abgegebenen M -stufigen digitalen Symbole α_{sv} werden im Sender 4 verarbeitet und es wird ein hochfrequentes Datensignal gebildet. Mit dem Bandpaß $H_{BP1} - 6$ kann eine spektrale Formung des Sendesignals erfolgen. Der Übertragungskanal wird durch additives, weißes, Gaußsches Rauschen gestört. Der Empfangsbandpaß $H_{BP2} - 8$ begrenzt die Rauschleistung am Demodulatoreingang.

Das empfangene Signal n , bestehend aus einer Nutzkomponente n_1 und einer Störkomponente n_2 , wird von dem Demodulator 10 ins Basisband transformiert und so verarbeitet, daß es dem Decoder 12 zugeführt werden kann, der das decodierte Signal in Form einer Folge digitaler Symbole $\hat{\alpha}_n$, die eine Schätzung der gesendeten Symbole α_{sv} darstellen, an die Datensinke 14 weitergibt.

Der Sender 4 ist bei allen Ausführungsbeispielen gleich und hat die in Fig. 6(b) gezeigte Struktur. Der δ -Modulator 4/2 erzeugt eine Folge von gemäß den digitalen Daten α_{sv} amplitudengewichteten δ -Stößen, so daß hinter dem Impulsformer $H_F - 4/4$ eine Folge von amplitudengewichteten, zeitverschobenen Frequenzgrundpulsen liegt. Dieses Signal ist in Gl. (1) formelmäßig angeschrieben. Das erfindungsgemäß verwendete FMP-Filter 4/6 und ein Frequenzmodulator 4/8 vervollständigen den Sender. In Fig. 6(b) sind zudem typische Signalverläufe angegeben. Wegen der Impulsdehnung hat hinter dem FMP-Filter das Frequenzsignal eine regellose Struktur.

Der Impulsformer $H_F - 4/4$ hat einen "Wurzel-Nyquistfrequenzgang", d. h. der Betragsquadratfrequenzgang entspricht einem Nyquistfilter mit cosinusförmiger Flanke, Flankenfaktor 0,2 (20% cos-roll-off).

Das FMP-Filter H_F ist als Transversalfilter realisiert. Fig. 7 zeigt das Blockschaltbild dieses wohl bekannten Filtertyps. Die Verzögerungselemente verzögern um eine Symbolperiode T_s . Der Dehnungsfaktor k_0 beträgt 300, dazu werden 374 Koeffizienten benötigt. Diese Koeffizienten sind Abtastwerte der Impulsantwort aus Fig. 2(c). Die Tabelle im Anhang gibt die entsprechenden Werte an. Zur Realisierung dieses Filters eignet sich bei Bitraten im Kilobaud-Bereich der Signalprozessor TMS 32 020 der Fa. Texas Instruments, Freising.

Der effektive Frequenzhub (Gl. (3a)) beträgt 0,318. Bei dem erfindungsgemäßen Verfahren haben Systeme mit gleichem effektivem Frequenzhub nahezu identische Spektren. Systeme mit verschiedener Stufenzahl M werden deshalb auf der Basis eines gleichen effektiven Frequenzhubs verglichen.

In allen Ausführungsbeispielen wird nichtkohärent, d. h. ohne Kenntnis der absoluten Phase des empfangenen Nutzsymbols, demoduliert und mit einem Schwellenwertentscheider decodiert.

In Ausführungsbeispiel 1 ist eine herkömmliche digitale FM-Strecke mit übergroßer ZF-Bandbreite um die FMP-Filter erweitert worden. Eine solche Situation liegt z. B. bei der geplanten Übertragung von TV-Signalen und digitalen Daten über Satellit nach der D2-MAC-Norm vor. In Ausführungsbeispiel 2 wird durch optimierte Bandpässe 6, 8 (Fig. 6(a)) eine weitere Verbesserung erzielt. In Ausführungsbeispiel 3 wird eine neuartige Empfangsvorrichtung verwendet, die konsequent alle Vorteile des erfindungsgemäßen Verfahrens nutzt und eine bei digitaler FM mit Frequenzdiskriminator-demodulation bisher nicht dagewesene Störuneempfindlichkeit erzielt.

Ausführungsbeispiel 1

Es gibt zahlreiche Fälle in der Nachrichtentechnik, bei denen über eine gegebene FM-Strecke Signale verschiedener Bandbreite übertragen werden müssen. Die Bandbreite des Empfangsbandpasses $H_{BP2} - 8$ wird dann meist von dem breitbandigsten zu übertragenden Signal (und dem Frequenzhub) bestimmt. Ein Beispiel dafür ist die geplante Übertragung von Fernsehsignalen über Satellit (D2-MAC). Hier wird ein analoges, zeitkomprimiertes Bildsignal im Basisband-Zeitmultiplex mit einem duobinär codierten Datensignal der Datenrate 10,125 Mbit/s über eine FM-Strecke übertragen und gemeinsam demoduliert.

Der Bandpaß 8 muß wegen des Bildsignals eine Bandbreite von 27 MHz haben. Die optimale Bandbreite für das Datensignal wäre mit 11 MHz erheblich kleiner. Eine Erhöhung des Frequenzhubs für das Datensignal bringt wegen des weiter oben gesagten (ins. Fig. 4) keinen Gewinn. Das System wird bei einem Träger/Geräusch-Verhältnis $C/N \geq 8$ dB betrieben, die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei $C/N = 8$ dB soll $P_e \leq 10^{-3}$ sein.

In diesem Ausführungsbeispiel wird die Anwendung des erfindungsgemäßen Verfahrens auf ein solches System mit übergroßer Bandbreite des Bandpasses 8 beschrieben. In Anlehnung an D2-MAC hat der Bandpaß 8 eine 6 dB Bandbreite von 27 MHz (Datenrate = 10,125 Mbit/s) mit cosinusförmigen Flanken, Flankenfaktor 0,2. Bandpaß 6 entfällt. Es wird binär übertragen.

Das detaillierte Blockschaltbild des Demodulators 10 ist in Fig. 6(c) gegeben. Das FM-Signal wird zunächst mittels eines Frequenzdiskriminators 10/2 demoduliert. Da dieses Verfahren hinreichend bekannt ist, braucht es nicht näher beschrieben zu werden. Der Tiefpaß H_T — 10/4 entspricht dem Impulsformer 4/4 in Fig. 6(b). Das FMP-Filter H_F^* — 10/6 kompensiert die senderseitige Impulsdehnung. Als Basisbandfrequenzgang H_g über alles ergibt sich mit

$$H_g(\omega) = H_F(\omega) H_R(\omega) H_T(\omega) H_F^*(\omega) \quad (24)$$

bei den hier gewählten Filtern ein Nyquistfrequenzgang mit cosinusförmigen Flanken, Flankenfaktor 0,2.

An den ebenfalls in Fig. 6(c) eingezeichneten typischen Signalverläufen ist deutlich die Wirkung des FMP-Filters zu erkennen. Für das Nutzsignal wirkt es impulskomprimierend, für die durch das Rauschen und die Frequenzdiskriminatorendemodulation entstandenen Störimpulse jedoch impulsdehnend. Diese Störimpulse, die vor der Dehnung mit hoher Wahrscheinlichkeit Symbolfehler verursacht hätten, beeinflussen nach der Dehnung die Decodierung kaum.

Das FMP-Filter 10/6 ist wie das Sendefilter als Transversalfilter realisiert. Die Koeffizienten ergeben sich aus der Tabelle, wenn c_0 durch c_{374} , c_1 durch c_{373} usw. ersetzt wird. Mit dieser Realisierung ergeben sich im Basisbandfrequenzgang H_g über alles leichte Rippel, die Reduktion der Augenöffnung ist jedoch vernachlässigbar (< 2%).

Decodiert wird hier mit einem Schwellenwertentscheider. Da am Ausgang des Frequenzdiskriminators farbiges Rauschen vorliegt, kann durch Ausnutzung der Rauschkorrelation im übrigen noch eine erhebliche (2 ... 4 dB) Verbesserung erzielt werden. Dazu ist allerdings ein gedächtnisbehafteter Decoder (z. B. Viterbidecoder) erforderlich.

In Fig. 8 wird das integrierte Leistungsdichtespektrum des FM-Sendesignals angegeben. Es wurde durch Simulation ermittelt. Es ist der Bruchteil der Gesamtleistung, der außerhalb der auf der Abzisse angegebenen Bandgrenzen $f_0 \pm$ fliegt, aufgetragen. 99% der Leistung liegen innerhalb des 1,8fachen der Bitrate.

In Fig. 9 ist die aus Simulation bestimmte Fehlerwahrscheinlichkeit P_e bzw. der äquivalente Störabstand S/N ($P_e = Q(\sqrt{S/N})$) über dem Träger/Geräusch-Abstand C/N hinter dem Empfangsbandpaß 8 (Fig. 6(a)) aufgetragen. Kurve 1 gilt für ein herkömmliches System ohne die erfindungsgemäßen FMP-Filter 4/6 (Fig. 6(b)) und 10/6 (Fig. 6(c)), Kurve 2 für das FMP-System.

Bei allen praktisch interessanten Fehlerwahrscheinlichkeiten wird mit dem FMP-Filter eine Verbesserung erreicht. Insbesondere beträgt der Gewinn 1,8 dB bei $P_e = 10^{-3}$ und 2,7 dB bei $P_e = 10^{-4}$. Für den bei D2-MAC vorgesehenen minimalen Störabstand von $C/N = 8$ dB wird ein Störabstandsgewinn von 4,3 dB erzielt. Durch das erfindungsgemäße Verfahren wird also bei FM-Systemen mit übergroßer ZF-Bandbreite eine erhebliche Verbesserung erzielt.

Ausführungsbeispiele

Ausführungsbeispiel 2 unterscheidet sich von Ausführungsbeispiel 1 nur in den Bandpässen 6 und 8 (Fig. 6(a)). Bandpaß 8 hat den in Fig. 6(d)) gezeigten Frequenzgang. Der senderseitige Bandpaß H_{BP1} — 6 hat im Frequenzbereich $f_0 \pm 1,5 f_B$ einen inversen Frequenzgang. Außerhalb dieses Bereiches ist der Frequenzgang beliebig.

Mit dieser Maßnahme, die C/N hinter Bandpaß 8 (und damit auch die FM-Schwelle) optimiert, wird zwar das Sendespektrum aufgeweitet und die Amplitude des Sendesignals schwankt, hinter Bandpaß 8 hat das Nutzsignal aber wieder konstante Amplitude. Es bleiben also alle Vorteile, die eine konstante Nutzsignalamplitude am Empfängereingang z. B. auf Padingkanälen hat, erhalten.

Die durch Simulation ermittelte Fehlerwahrscheinlichkeit P_e als Funktion von der Energie pro Bit E_b bezogen auf die Rauschleistungsdichte N_0 (E_b/N_0), umgerechnet in den äquivalenten Störabstand S/N ($P_e = Q(\sqrt{S/N})$), wurde als Kurve 1 in Fig. 10 eingetragen. Zum Vergleich ist PSK ($S/N = 2E_b/N_0$) gezeigt. Parallel zur S/N -Achse ist die korrespondierende Fehlerwahrscheinlichkeit angegeben.

Für $E_b/N_0 > 9$ dB erzielt Ausführungsbeispiel 2 trotz Frequenzdiskriminatorendemodulation eine bessere Fehlerwahrscheinlichkeit als PSK mit kohärenter Demodulation. Schon ab $E_b/N_0 > 7$ dB ($P_e = 6 \cdot 10^{-3}$) ist

Ausführungsbeispiel 2 ist besser als herkömmliche digitale FM-Systeme mit Frequenzdiskriminatorendemodulation, die i. a. mindestens 2 dB rechts der PSK-Geraden liegen.

Ausführungsbeispiel 3

In diesem Ausführungsbeispiel wird eine FMP-Übertragungsvorrichtung unter Verwendung einer FM-schwellenverbessernden Empfangsvorrichtung beschrieben. Bekannte schwellenverbessernde Demodulatoren, wie z. B. die frequenzgekoppelte Schleife (Frequency Locked Loop, FLL) oder phasenverkoppelte Schleife (Phase Locked Loop, PLL) haben ein gemeinsames Prinzip, das anhand der FLL beschrieben werden soll: die FM-Schwelle tritt bei Frequenzdiskriminatorendemodulation bei $C/N \approx 10$ dB am Demodulatoreingang auf. Bei weißem Rauschen ist die Störleistung N proportional der Bandbreite des Empfangsbandpasses 8 (Fig. 6(a)), dessen Bandbreite bestimmt also die FM-Schwelle. Bei Empfangsvorrichtungen mit Frequenzdiskriminatorendemodulation wird diese Bandbreite durch das FM-Nutzsignal bestimmt und stellt einen Kompromiß zwischen Rauschleistung (geringe Bandbreite) und Nutzsignaltraue (große Bandbreite) dar.

In der FLL wird versucht, die Bandbreite des FM-Signals vor der Frequenzdiskriminatordemodulation zu reduzieren. Dazu wird gemäß Fig. 11 das Empfangssignal r_1 mit einem geschätzten Signal \hat{s} gemischt (18) und das Mischprodukt über ein Bandpaßfilter 20 dem Frequenzdiskriminator 22 zugeführt. Das geschätzte Signal wird aus dem Ausgangssignal des Frequenzdiskriminators gewonnen (24).

- 5 Zur Vereinfachung der Notation wird im folgenden die komplexe Basisbanddarstellung \hat{s} für geträgerte Signale gewählt, d. h. $\hat{s}(t) = \text{Re}[\underline{s}(t)] \exp(-j\omega t)$ und durch Unterstreichungen gekennzeichnet. Es sei

$$\underline{s}(t) = \exp(-j\Phi(t)) \text{ und } \underline{n}(t) = \exp(j(\Phi_s(t) + \Phi_0)) + \underline{n}(t) \quad (25)$$

- 10 wobei Φ der geschätzte Phasenverlauf, Φ_s der gesendete Phasenverlauf, Φ_0 eine willkürliche Anfangsphase und \underline{n} das additive, weiße, Gaußsche Rauschen ist. Am Bandpaß 20 (d. h. dessen TP-Äquivalent) liegt dann das Signal

$$\underline{r}_2(t) = \exp(j(\Phi_s(t) - \Phi(t) + \Phi_0)) + \underline{n}(t) \exp(-j\Phi(t)) \quad (26)$$

- 15 Am Frequenzdiskriminator liegt bei ausreichender Bandbreite des Bandpasses 20 (Filter läßt die Nutzkomponente r_{2s} von r_2 unverändert passieren)

$$\underline{r}_3(t) = \exp(j(\Phi_s(t) - \Phi(t) + \Phi_0)) + \underline{n}_3(t) \quad (27)$$

- 20 an. \underline{n}_3 ist das gefilterte Rauschen. Stimmen Nutzsignalphase Φ_s und geschätzte Phase Φ überein, so hat die Nutzkomponente \underline{r}_{3s} des Signals \underline{r}_3

$$\underline{r}_{3s}(t) = \exp(j\Phi_0) \quad (28)$$

- 25 die Bandbreite Null, der Bandpaß könnte beliebig schmal sein.

Praktisch gesehen muß der Bandpaß natürlich endliche Breite haben, da zunächst aus dem demodulierten Signal ein Schätzsignal gewonnen werden muß. Insgesamt ergibt sich jedoch, insbesondere bei Breitband FM-Verfahren, die hinlänglich bekannte Schwellenverbesserung, d. h. die Bandbreite des Bandpasses 20 kann (wegen der Mischung des empfangenen Signals mit dem Schätzsignal) kleiner sein als die Bandbreite des Bandpasses 8.

- 30 Aufgrund der Rückkopplung darf der Schätzer in der FLL keine wesentlichen Laufzeiten haben, damit das System stabil ist. Im allgemeinen besteht der Schätzer deshalb nur aus einem Tiefpaß geringer Ordnung, hinter dem Φ ansteht, und einem FM-Modulator, der das Schätzsignal

$$\underline{s}(t) = \exp(-j\Phi(t)) \quad (29)$$

bildet (Remodulation). Je originalgetreuer das Schätzsignal \hat{s} ist, desto kleiner kann im allgemeinen die Bandbreite des Bandpasses 20 werden.

- Bei Digitalsignalen bietet es sich zur Störfreiheit an, im Sinne eines Regenerators die Daten im Schätzer (24) zu decodieren und anschließend über eine Sendevorrichtung zu remodulieren. Damit wäre i. a. eine wesentlich bessere Schätzung als mit der oben beschriebenen analogen Verarbeitung möglich. Die mit der Decodierung verbundene Laufzeit verhindert allerdings meist den Einsatz eines solchen Schätzers in einer rückgekoppelten Struktur (FLL, PLL).

- Im Gegensatz dazu erlaubt die in Fig. 6(e) dargestellte Empfangseinrichtung mit Vorwärtskopplung beliebige Laufzeiten des Schätzers. In Zweig 1 erfolgt eine erste Schätzung der Nutzsignalkomponenten des empfangenen Signals r_1 . Mit diesem Schätzsignal wird die Bandbreite der Nutzsignalkomponenten r_{1s} von r_1 reduziert, so daß Zweig 2 mit verringerter Bandpaßbreite arbeiten kann. Wegen des verbesserten Träger/Geräusch-Verhältnisses C/N am Demodulatoreingang kann in Zweig 2 eine (insbesondere unterhalb der FM-Schwelle) bessere Schätzung der Nutzsignalkomponente r_{1s} erfolgen, die in einem Zweig 3 zu weiteren Bandbreitenreduktion benutzt werden kann.

Die Bandpaßbandbreite wird demnach von Zweig zu Zweig sukzessive reduziert und die FM-Schwelle verbessert. Die Laufzeiten $\tau, 2\tau, \dots$ gleichen die Decodierungsverzögerung des Schätzers aus. Ausschließlich zur Vereinfachung der Notation wird bei der Beschreibung des Ausführungsbeispiels $3\tau = 0$ gesetzt.

- Nach Gl. (2) ist das gesendete Phasensignal Φ_s die Summe aus zeitverschobenen, amplitudengewichteten Phasengrundpulsen $h\phi$. Vereinfachend wird dafür im folgenden $\Phi(\alpha_s)$ angeschrieben. Dabei ist α_s die von der Datenquelle 2 abgegebene Symbolfolge $\dots, \alpha_{s0}, \alpha_{s1}, \alpha_{s2}, \dots$. Aufgabe des Zweiges 1 ist es nun, aus der Beobachtung von r_1 eine Schätzfolge $\hat{\alpha}^{(1)}$ der gesendeten Symbolfolge α_s zu bilden und damit ein Signal $\hat{s}^{(1)}$ zu erzeugen, welches die Bandbreite der Nutzsignalkomponente des Signals r_1 nach der Multiplikation minimiert.

- Bei dem erfindungsgemäßen FMP-Verfahren ist die erforderliche Bandpaßbandbreite eine monotone steigende Funktion des effektiven Frequenzhubs bzw. der Leistung P_{sF} des Frequenzsignals $s_F P_{sF} = E[(\Phi(\alpha_s))^2]$. Wenn

$$\hat{s}^{(1)} = \exp(-jk\Phi(\hat{\alpha}^{(1)})) \quad (31)$$

gewählt wird, ergibt sich nach der Multiplikation die Nutzsignalkomponente

$$\underline{r}_{2s} = \exp(j(\Phi(\alpha_s) - k\Phi(\hat{\alpha}^{(1)}))) \quad (32)$$

Die Bandbreite wird minimal, wenn die Varianz P_{sF2} des Frequenzsignals, d. h.

$$P_{sF2} = E[(\dot{\phi}(\alpha_s) - k\dot{\phi}(\bar{\alpha}^{(1)}))^2] \quad (33)$$

minimal wird. Da hier näherungsweise (zum geringen Maß abhängig von der Fehlerstatistik von $\alpha^{(1)}$)

$$E[\dot{\phi}(\alpha_s)] = E[\dot{\phi}(\bar{\alpha}^{(1)})] \quad (34)$$

ist, folgt

$$P_{sF2} = (1 - k^2) P_{sF} - 2kE[\dot{\phi}(\alpha_s) \dot{\phi}(\bar{\alpha}^{(1)})] \quad (35)$$

P_{sF2} wird minimal für

$$k = \frac{E[\dot{\phi}(\alpha_s) \dot{\phi}(\bar{\alpha}^{(1)})]}{P_{sF}} \quad (36)$$

und hat dann den Wert

$$P_{sF2,min} = P_{sF}(1 - k^2) \quad (37)$$

Sind $\phi(\alpha_s)$ und $\phi(\bar{\alpha}^{(1)})$, d. h. α_s und $\bar{\alpha}^{(1)}$, statistisch unabhängig, so ist $P_{sF2,min} = P_{sF}$ da $E[\dot{\phi}(\alpha_s)] = 0$ ist. Gilt im Gegensatz dazu $\alpha_s = \bar{\alpha}^{(1)}$, so ist $P_{sF2,min} = 0$. Bei endlicher Störleistung sind die gesendete Symbolsequenz und die geschätzte Symbolsequenz immer statistisch abhängig, so daß bei dem erfindungsgemäßen FMP-Verfahren immer eine Reduktion der Nutzsinalbandbreite von Zweig zu Zweig möglich ist. Für herkömmliche digitale FM gilt das im übrigen nicht notwendig, da dort die benötigte Bandpaßbandbreite nicht eine monotone Funktion des effektiven Frequenzhubs ist.

Bei sukzessiver Anwendung des Verfahrens geht die Fehlerwahrscheinlichkeit gegen einen Grenzwert. Dieser bestimmt die erreichbare minimale Bandpaßbandbreite. Für praktisch interessante Restfehlerraten liegt die minimale Bandbreite sehr nahe bei der Basisbandbreite der Phasengrundpulse, da sich bekanntlich das Leistungsdichtespektrum von Schmalband-FM dem AM-Spektrum annähert.

In Fig. 6(f) wird das detaillierte Blockschaltbild eines beliebigen Zweiges (lfd. Nummer i) gezeigt. Das durch Multiplikation mit dem Schätzsignal $s^{(i-1)}$ des $(i-1)$ -ten Zweiges bandbreitenreduzierte Signal r_i wird bandpaßgefiltert ($i/2$) und demoduliert ($i/4$). Nach der Addition des zur vorangehenden Schätzsequenz $\bar{\alpha}^{(i-1)}$ gehörigen Frequenzsignals ergibt sich die Summe aus gesendetem Frequenzsignal $\phi(\alpha_s)$ und einem Störterm n_{iBB} . Nach Filterung ($i/6/2$, $i/6/4$) kann der Decoder ($i/6/8$) die gesendete Sequenz α_s schätzen. Aufgrund der gegenüber Zweig $i-1$ reduzierten Bandbreite des Bandpasses ($i/2$) kann eine bessere Schätzung erfolgen (wenn Zweig $i-1$ schon oberhalb der FM-Schwelle operiert, ergibt sich keine weitere Verbesserung, daraus folgt die Restfehlerwahrscheinlichkeit). Nach Multiplikation mit $-k$ wird die Schätzsequenz einem mit Ausführungsbeispiel 1 identischen Sender (Block 4 in Fig. 6(a), Blöcke 4/2 bis 4/8 in Fig. 6(b) bzw. Block $i/6/10$ in Fig. 6(e)) zugeführt und das Schätzsignal

$$s^{(i)}(t) = \exp(-j\phi(k\bar{\alpha}^{(i)})) \quad (38)$$

gebildet.

Obwohl die Anzahl der Zweige im Prinzip unbegrenzt ist, kommt man in der überwiegenden Zahl der praktischen Fälle mit 2–3 Zweigen aus, da z. B. im binären Fall ($M = 2$) selbst bei einer Fehlerwahrscheinlichkeit von $P_{e1} = 0,25$ in Zweig 1 der effektive Frequenzhub von Zweig 2 nur noch das 0,86fache des Zweigs 1 beträgt.

Für die im Ausführungsbeispiel 1 beschriebene Sendevorrichtung beträgt die Basisband-Bandbreite das 0,6fache der Symbolrate f_s . In Abhängigkeit der Bitrate f_B und der Stufenzahl M wird $f_s = f_B / \lg_2 M$. Die Bandbreite B_i des Bandpasses $i/2$ (Fig. 6(e)) im i -ten Zweig der Empfangsvorrichtung nach Ausführungsbeispiel 3 wird bei ausreichend großem i : $B_i \approx 1,2 f_B / \lg_2 M$. I. a. wird dieser Wert schon für $i = 2-4$ erreicht. Mit einer Erhöhung der Stufenzahl ist also eine Verringerung der minimalen Bandpaßbandbreite und damit eine Verbesserung der FM-Schwelle verbunden.

Das FM-Leistungsdichtespektrum ist praktisch unabhängig von M . Die normierte Außer-Band-Leistung ist für beliebiges M in Fig. 8 gegeben.

In Fig. 10, Kurven 2–4 ist der die Fehlerwahrscheinlichkeit bestimmende Störabstand S/N als Funktion von E_b/N_0 angegeben. Parameter ist die Stufenzahl M . Als Referenz ist PSK gezeigt. Punkte rechts von der Geraden korrespondieren zu einem entsprechenden Verlust, links zu einem entsprechenden Gewinn gegenüber PSK.

Bei der Berechnung dieser Kurven wurde von einer Bandbreite des Bandpasses $i/2$ (Fig. 6(e)) von $B_i = 1,5 f_B / \lg_2 M$ ausgegangen. Die Ergebnisse geben deshalb die ungefähre Leistung eines Empfängers mit nur 2–3 Zweigen an.

Man erkennt, daß $M = 2$ eine schlechte Wahl darstellt. Für $E_b/N_0 < 6,5$ dB erzielt ein 8-stufiges System einen Gewinn von ca. 0,4 dB an E_b/N_0 gegenüber $M = 4$. Für $E_b/N_0 > 9$ dB ist das quaternäre System um ca. 1 dB besser als das 8-stufige.

Die FM-Schwelle, definiert als 1 dB Abweichung des tatsächlichen Störabstandes vom (asymptotischen) linearen Verlauf, beträgt 9 dB ($M = 2$), 6,7 dB ($M = 4$) und 5 dB ($M = 8$). Eine vergrößerte Stufenzahl hat also eine deutliche Verbesserung der FM-Schwelle zur Folge. Wegen der, bei gleichem FM-Leistungsdichtespektrum, ab $M > 4$ verringerten relativen Augenöffnung ergibt sich ab $M > 8$ keine Verbesserung des Störabstandes S/N unterhalb der FM-Schwelle mehr.

Kurve (5) gibt die Leistung eines optimalen Systems mit unter Umständen sehr vielen Zweigen und idealen Tiefpässen in der Sende- und Empfangsvorrichtung an. Die FM-Schwelle liegt dann bei $E_b/N_0 = 4,5$ dB bzw. einer Fehlerwahrscheinlichkeit von $P_e = 4,2 \cdot 10^{-3}$.

Das in Fig. 12 gezeigte Mobilfunkgerät für digitale FM-Sprach- und Datenübertragung enthält eine Sende-/Empfangsvorrichtung (72) nach der Lehre der Erfindung. Auf der Oberseite des Gerätes befinden sich Lautstärkeregler 64, Mikrofon 62 und Antenne 60. Die rechte Seite hat eine 2-polige Buchse 58 zum Anschluß eines Kopfhörers und eine 4-polige Buchse 56 zum Anschluß einer seriellen, bidirektionalen Datenleitung. Mit Taste 54 wird bei Sprachübertragung zwischen Senden und Empfangen umgeschaltet. Bei Datenübertragung geschieht das selbsttätig über den angeschlossenen Rechner. Schiebeschalter 52, hier in der Stellung "Modem", erlaubt den wahlweisen Betrieb des Mobilfunkgerätes zur Datenübertragung (Modem) und Sprachübertragung (Sprache).

Die Frontplatte enthält ein S-Meter 65 zur Anzeige der empfangenen Feldstärke und einen Drehregler 66, mit dem die Einschaltswelle einer Stummschaltung, die ein Aufrauschen des Empfängers bei fehlendem Eingangssignal verhindert, eingestellt werden kann. Daneben befinden sich die Frequenzwahltasten und die Frequenzanzeige 68. Mit dem Stufenschalter "Bandbreitendehnungsfaktor Senden" 70 kann die Bandbreite des FM-Sendesignals und damit die erzielbare Übertragungsqualität eingestellt werden. Befindet sich einer der Funkpartner beispielsweise im Funkschatten eines Gebäudes, so ist durch Erhöhung der Bandbreitendehnung aufgrund der erfindungsgemäßen Sende-/Empfangsvorrichtung eine Verbindung weiterhin möglich, da die Störempfindlichkeit der Übertragung mit dem Bandbreitendehnungsfaktor erhöht wird, d. h. die erforderliche Empfangsfeldstärke geringer wird. Das empfangende Funkgerät muß entsprechend mit dem Stufenschalter 71 angepaßt werden. Im Ausbruch ist ein Teil der nach der Lehre der Erfindung aufgebauten Sende-/Empfangsvorrichtung zu erkennen (72). Bei Sprachübertragung kann das empfangene Signal mit Lautsprecher 74 abgehört werden.

Wegen der hervorragenden nichtkohärenten Demodulierbarkeit und der Impulsverschmierung eignet sich das erfindungsgemäße Verfahren besonders gut zur Übertragung über Fading-Kanäle, insbesondere auch im Mobilfunk: nach einem Fading-bedingten Amplitudeneinbruch ist im Gegensatz zu kohärenter Demodulation keine Neusynchronisation einer lokalen Trägerreferenz erforderlich. Ist die Dauer eines Fadingeinbruchs klein gegen die Dehnungsdauer k_0 der FMP-Filter, so wird diese "Störspitze" ganz im Sinne der weiter oben beschriebenen Störimpulsverschmierung zeitlich so gedehnt, daß durch den Einbruch keine Symbolfehler entstehen.

Digitale Frequenzmodulation nach dem Frequenzsprungverfahren (Frequency Hopped Spread Spectrum), d. h. mit periodischer Umschaltung der Mittenfrequenz des FM-Modulators, wird häufig eingesetzt; z. B. im Bereich Wehrtechnik verschiedener Firmen. Wegen der periodischen Trägerfrequenzumschaltung ist kohärente Demodulation schwierig, so daß Frequenzdiskriminatordemodulation angezeigt ist. Das erfindungsgemäße FMP-Verfahren bietet also wegen der hervorragenden nichtkohärenten Demodulierbarkeit entscheidende Vorteile. Eine erfindungsgemäße Sendevorrichtung nach Fig. 1 kann ohne Verlust an freier Euklidischer Distanz einfach auf Frequenzsprungübertragung erweitert werden; es muß nur zum Frequenzsignal $s_F(t)$ (Fig. 1) ein treppenförmiges Signal zur periodischen Veränderung der Mittenfrequenz addiert werden.

		6.5480900E-04	7.1836601E-04	7.6964102E-04	
8.4578700E-04	9.1169402E-04	1.0031899E-03	1.0876200E-03	1.1990700E-03	5
1.3072900E-03	1.4450400E-03	1.5837800E-03	1.7555900E-03	1.9334001E-03	
2.1507801E-03	2.3800100E-03	2.6559900E-03	2.9533200E-03	3.3061800E-03	
3.6931401E-03	4.1468199E-03	4.6510901E-03	5.2379700E-03	5.8948002E-03	10
6.6559799E-03	7.5113098E-03	8.4981397E-03	9.6089700E-03	1.0884300E-02	
1.2319700E-02	1.3957300E-02	1.5795300E-02	1.7875601E-02	2.0199399E-02	
2.2801800E-02	2.5682701E-02	2.8870000E-02	3.2349199E-02	3.6134001E-02	
4.0186699E-02	4.4493400E-02	4.8976000E-02	5.3578999E-02	5.8171399E-02	15
6.2630899E-02	6.6765502E-02	7.0373401E-02	7.3194802E-02	7.4957304E-02	
7.5347200E-02	7.4059099E-02	7.0779003E-02	6.5250903E-02	5.7263401E-02	
4.6742000E-02	3.3728801E-02	1.8481201E-02	1.4613000E-03	-1.6604900E-02	
-3.4757499E-02	-5.1794399E-02	-6.6365398E-02	-7.7037200E-02	-8.2468599E-02	20
-8.1553698E-02	-7.3647402E-02	-5.8733899E-02	-3.7603099E-02	-1.1922200E-02	
1.5783099E-02	4.2312499E-02	6.4117298E-02	7.7798598E-02	8.0680899E-02	
7.1433701E-02	5.0563999E-02	2.0679001E-02	-1.3617800E-02	-4.6288200E-02	
-7.0865102E-02	-8.1775203E-02	-7.5758398E-02	-5.3004902E-02	-1.7679000E-02	25
2.2511300E-02	5.7783801E-02	7.8629397E-02	7.8531198E-02	5.6300499E-02	
1.7193999E-02	-2.7848400E-02	-8.4956799E-02	-8.1601001E-02	-7.1085200E-02	
-3.5690699E-02	1.3049000E-02	5.7595201E-02	8.0578901E-02	7.1830504E-02	
3.3481400E-02	-1.9592600E-02	-6.4885199E-02	-8.1715502E-02	-6.1061800E-02	30
-1.1178200E-02	4.4736799E-02	7.8778602E-02	7.2471999E-02	2.7575999E-02	
-3.2895200E-02	-7.5672701E-02	-7.5504601E-02	-3.0920900E-02	3.2754499E-02	
7.6756999E-02	7.2496302E-02	2.1071600E-02	-4.4882301E-02	-8.0951199E-02	
-6.1012901E-02	2.5111500E-03	6.4730197E-02	7.9242997E-02	3.3556499E-02	35
-3.8629699E-02	-8.0750898E-02	-5.7778701E-02	1.3157500E-02	7.3469400E-02	
7.0888601E-02	5.9414199E-03	-6.4809904E-02	-7.6898900E-02	-1.7424600E-02	
5.8897000E-02	7.8727603E-02	2.1099700E-02	-5.8062501E-02	-7.8439102E-02	
-1.7418399E-02	6.2334001E-02	7.5411603E-02	5.9516798E-03	-7.0517302E-02	40
-6.7557700E-02	1.3175200E-02	7.8841098E-02	5.1033098E-02	-3.8608599E-02	
-8.1262499E-02	-2.2804201E-02	6.4761803E-02	6.9370203E-02	-1.6571701E-02	
-8.0916397E-02	-3.6700301E-02	5.7713401E-02	7.2543100E-02	-1.44797.0E 02	45
-8.1167497E-02	-3.0871600E-02	8.4767502E-02	6.4495802E-02	-3.2827899E-02	
-8.0378100E-02	-3.8556501E-03	7.8849502E-02	3.6679000E-02	-6.4934001E-02	
-6.0969699E-02	4.3007899E-02	7.5428300E-02	-1.9493399E-02	-8.1251197E-02	
-2.5825200E-03	8.0706403E-02	2.1114800E-02	-7.6381497E-02	-3.5553999E-02	50
7.0492998E-02	4.5877300E-02	-6.4778700E-02	-5.2718598E-02	6.0389400E-02	
5.6496400E-02	-5.8036398E-02	-5.7752401E-02	5.8036800E-02	5.6496900E-02	
-6.0389899E-02	-5.2718300E-02	6.4778902E-02	4.5876700E-02	-7.0493102E-02	
-3.5553802E-02	7.6382004E-02	2.1115500E-02	-8.0705903E-02	-2.5825300E-03	55
8.1250802E-02	-1.9493699E-02	-7.5428799E-02	4.3007400E-02	6.0969502E-02	
-6.4534001E-02	-3.6679801E-02	7.8848497E-02	3.8546899E-03	-8.0378301E-02	
3.2827300E-02	6.4496599E-02	-6.4766899E-02	-3.0870900E-02	8.1167601E-02	
-1.4479600E-02	-7.2543196E-02	5.7713300E-02	3.6700100E-02	-8.0916300E-02	60
1.6571200E-02	6.9371000E-02	-6.4761497E-02	-2.2803800E-02	8.1262901E-02	

C223, C224, C225, ...

5 -3.8608398E-02 -5.1032800E-02 7.8841098E-02 -1.3174500E-02 -6.7558698E-02
 7.0517398E-02 5.9515899E-03 -7.5611797E-02 6.2333699E-02 1.7418699E-02
 -7.8438900E-02 5.8061998E-02 2.1100400E-02 -7.8727603E-02 5.8896501E-02
 1.7424300E-02 -7.6858900E-02 6.4809099E-02 5.9418501E-03 -7.0888802E-02
 7.3469497E-02 -1.3156600E-02 -5.7779100E-02 8.0751099E-02 -3.8629800E-02
 10 -3.3554800E-02 7.9243802E-02 -6.4729802E-02 2.5115900E-03 6.1013699E-02
 -8.0950201E-02 4.4881798E-02 2.1072900E-02 -7.2496198E-02 7.6757200E-02
 -3.2753900E-02 -3.0921200E-02 7.9504698E-02 -7.5672597E-02 3.2894600E-02
 2.7576299E-02 -7.2472699E-02 7.8778699E-02 -4.6736698E-02 -1.1178500E-02
 15 6.1062202E-02 -8.1714898E-02 6.4885102E-02 -1.9591000E-02 -3.3481099E-02
 7.1831301E-02 -8.0578297E-02 5.7595000E-02 -1.3048800E-02 -3.5691701E-02
 7.1085297E-02 -8.1601597E-02 6.4956398E-02 -2.7848400E-02 -1.7193699E-02
 5.6300800E-02 -7.8531399E-02 7.8628801E-02 -3.7783499E-02 2.2510501E-02
 20 1.7679401E-02 -5.3005502E-02 7.5758196E-02 -8.1775598E-02 7.0864603E-02
 -4.6287801E-02 1.3616900E-02 2.0679800E-02 -5.0563902E-02 7.1434297E-02
 -8.0680601E-02 7.7798299E-02 -6.4117603E-02 4.2312302E-02 -1.5782500E-02
 25 -1.1922200E-02 3.7603602E-02 -5.8733702E-02 7.3647700E-02 -8.1553698E-02
 8.2448398E-02 -7.7037103E-02 6.6364698E-02 -5.1794000E-02 3.4756299E-02
 -1.6603900E-02 -1.4621100E-03 1.8482100E-02 -3.3729699E-02 4.6742700E-02
 -5.7265900E-02 6.5251403E-02 -7.0779599E-02 7.4059099E-02 -7.5347200E-02
 30 7.4958302E-02 -7.3194899E-02 7.0374101E-02 -6.6765100E-02 6.2630601E-02
 -5.8171399E-02 5.3577501E-02 -4.8976801E-02 4.4491999E-02 -4.0187601E-02
 3.6133401E-02 -3.2349199E-02 2.8869299E-02 -2.5682701E-02 2.2802200E-02
 -2.0199200E-02 1.7875800E-02 -1.5795400E-02 1.3956900E-02 -1.2319700E-02
 35 1.0883400E-02 -9.6085202E-03 8.4974999E-03 -7.5113801E-03 6.6559399E-03
 -5.8944700E-03 5.2373200E-03 -4.6498999E-03 4.1461498E-03 -3.6924100E-03
 3.3058701E-03 -2.9536099E-03 2.6558801E-03 -2.3806100E-03 2.1505901E-03
 -1.9335400E-03 1.7552400E-03 -1.5833400E-03 1.4448500E-03 -1.3069100E-03
 40 1.1990900E-03 -1.0874200E-03 1.0032500E-03 -9.1148500E-04 8.4564398E-04
 -7.6989800E-04 7.1860501E-04 -6.5457099E-04 6.1486900E-04 -5.6055398E-04
 5.2992598E-04

45

50

55

60

65

3730399

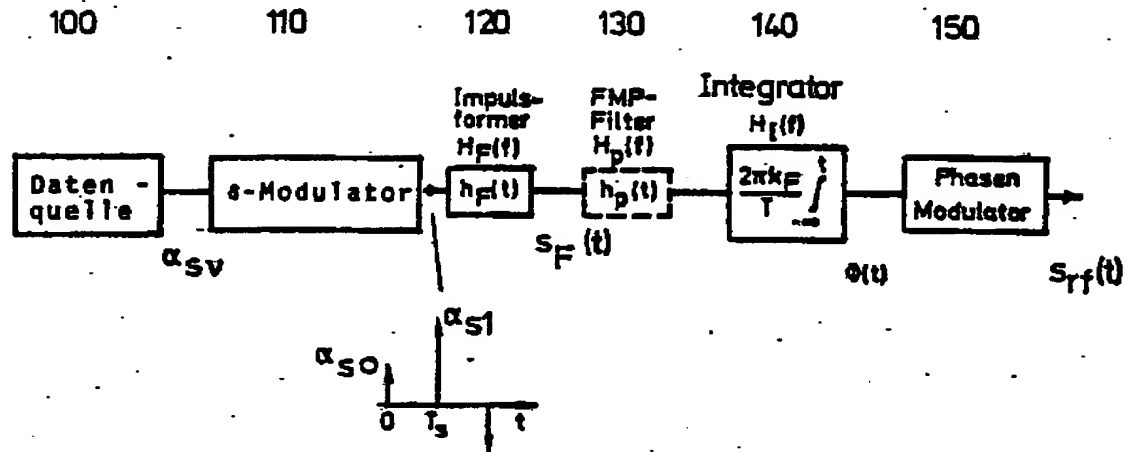
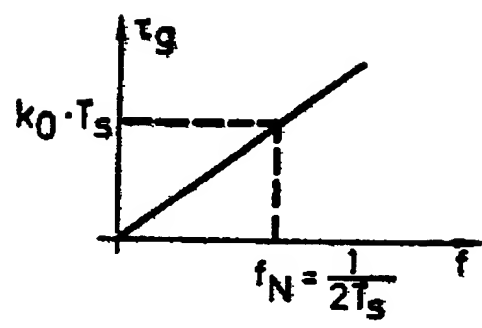
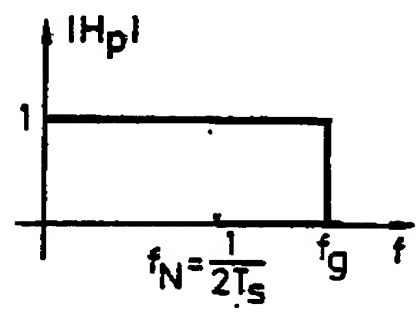


Fig 1

3730399

(a) Betragsfrequenzgang

(b) Gruppenlaufzeit



(c) Impulsantwort

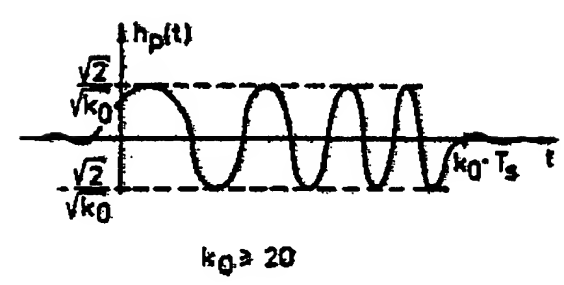
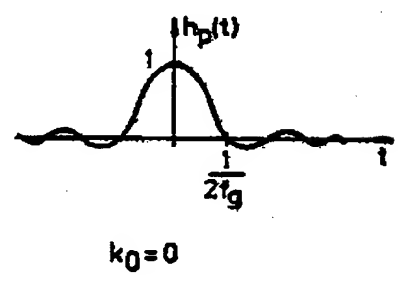


Fig 2

3730399

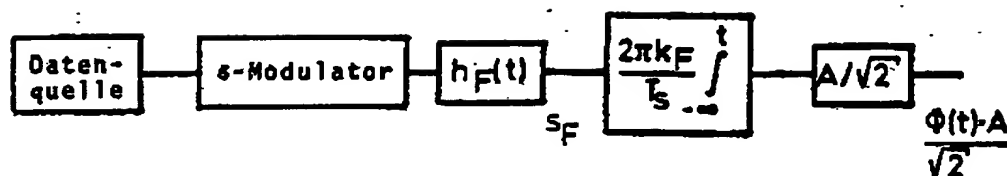


Fig 3

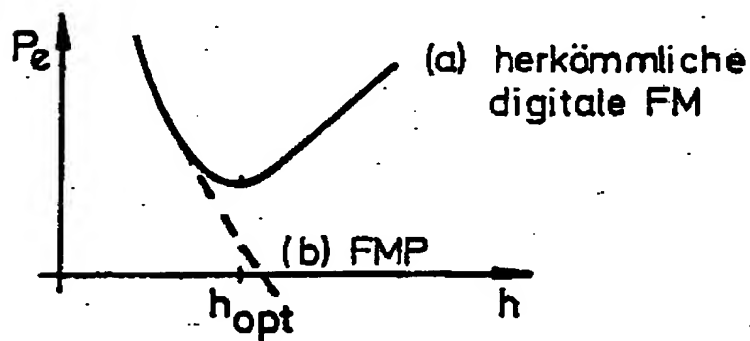
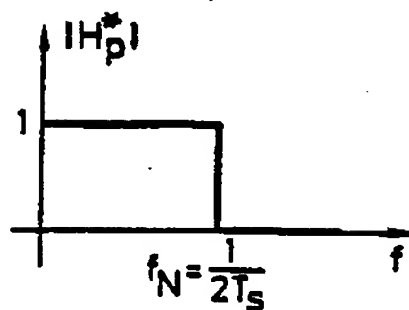


Fig 4

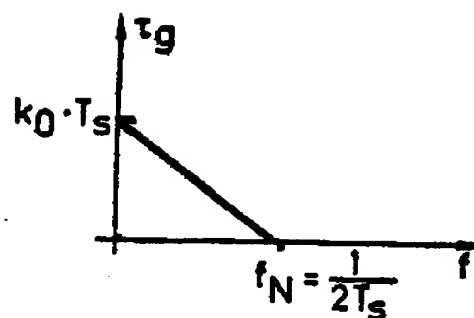
3730399

36

(a) Betragsfrequenzgang



(b) Gruppenlaufzeit



(c) Impulsantwort

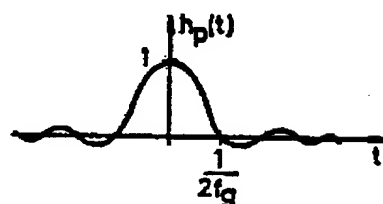
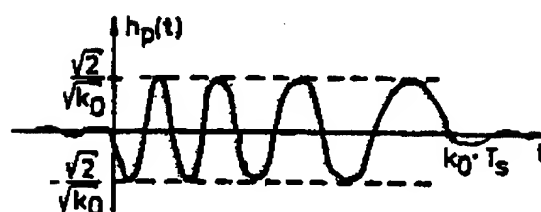
 $k_0 = 0$  $k_0 \geq 20$

Fig 5

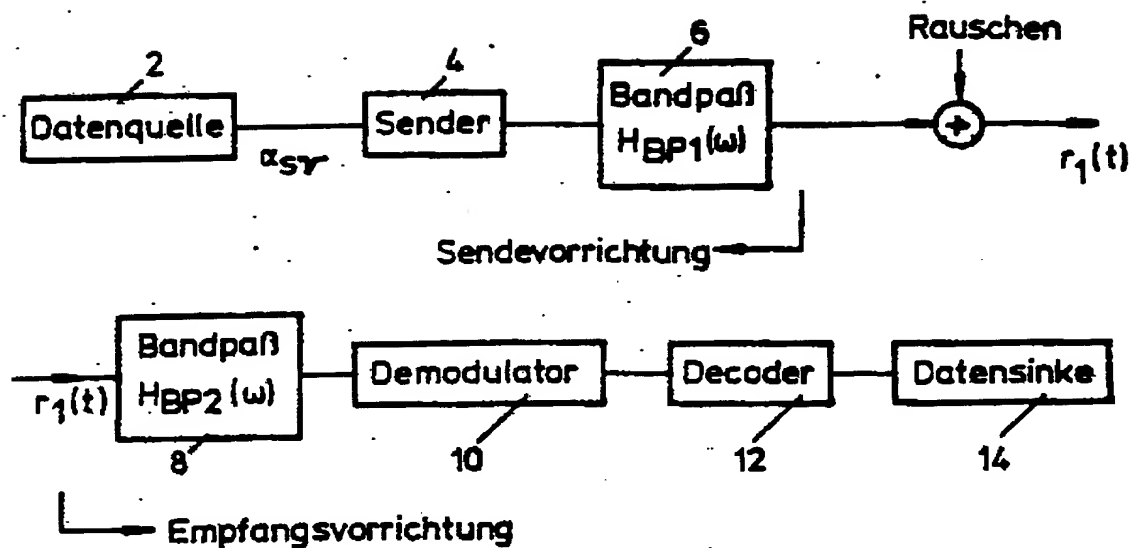


FIG 6(a)

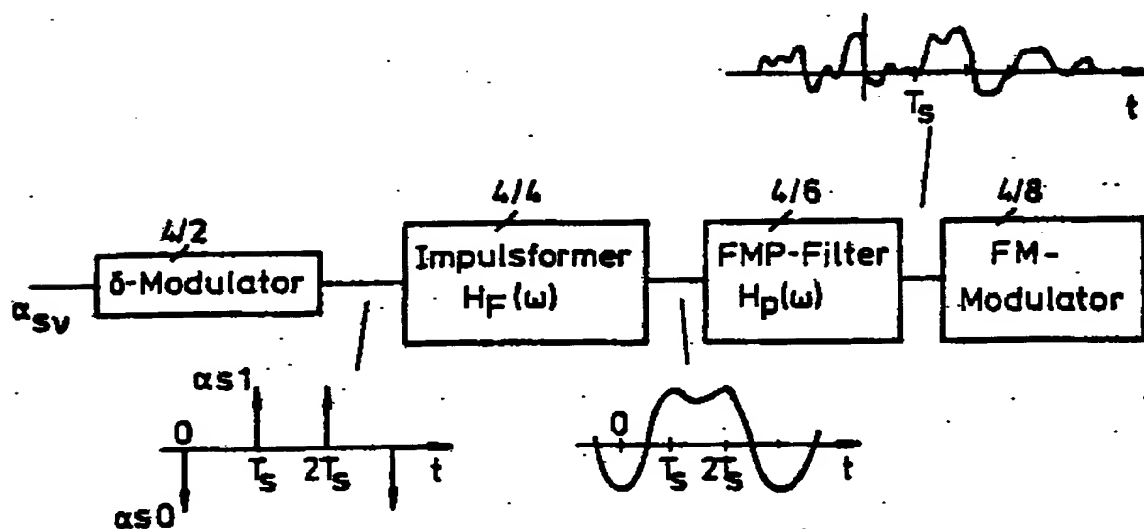


FIG 6(b)

3730399

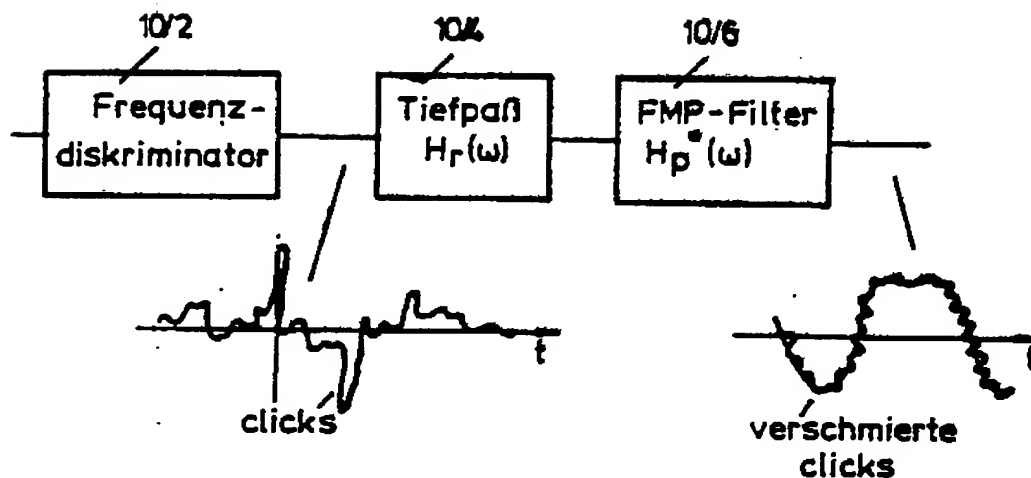


FIG 6(c)

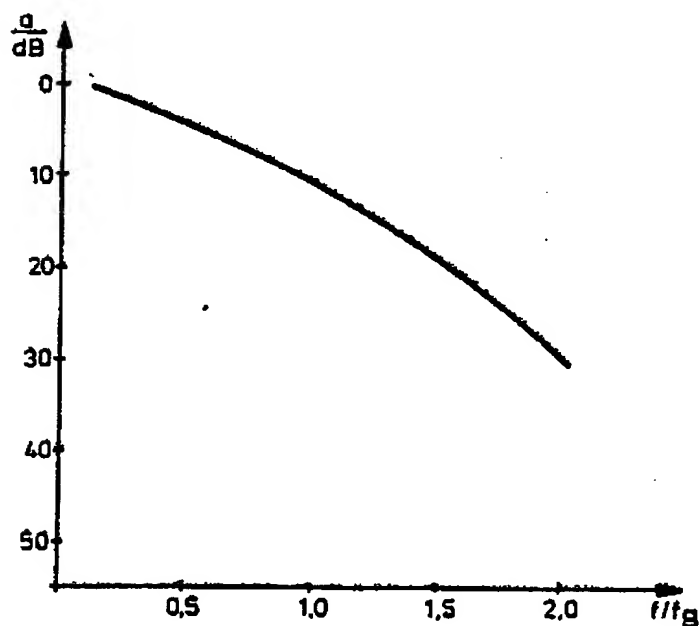


FIG 6(d)

ORIGINAL INSPECTED

3730399

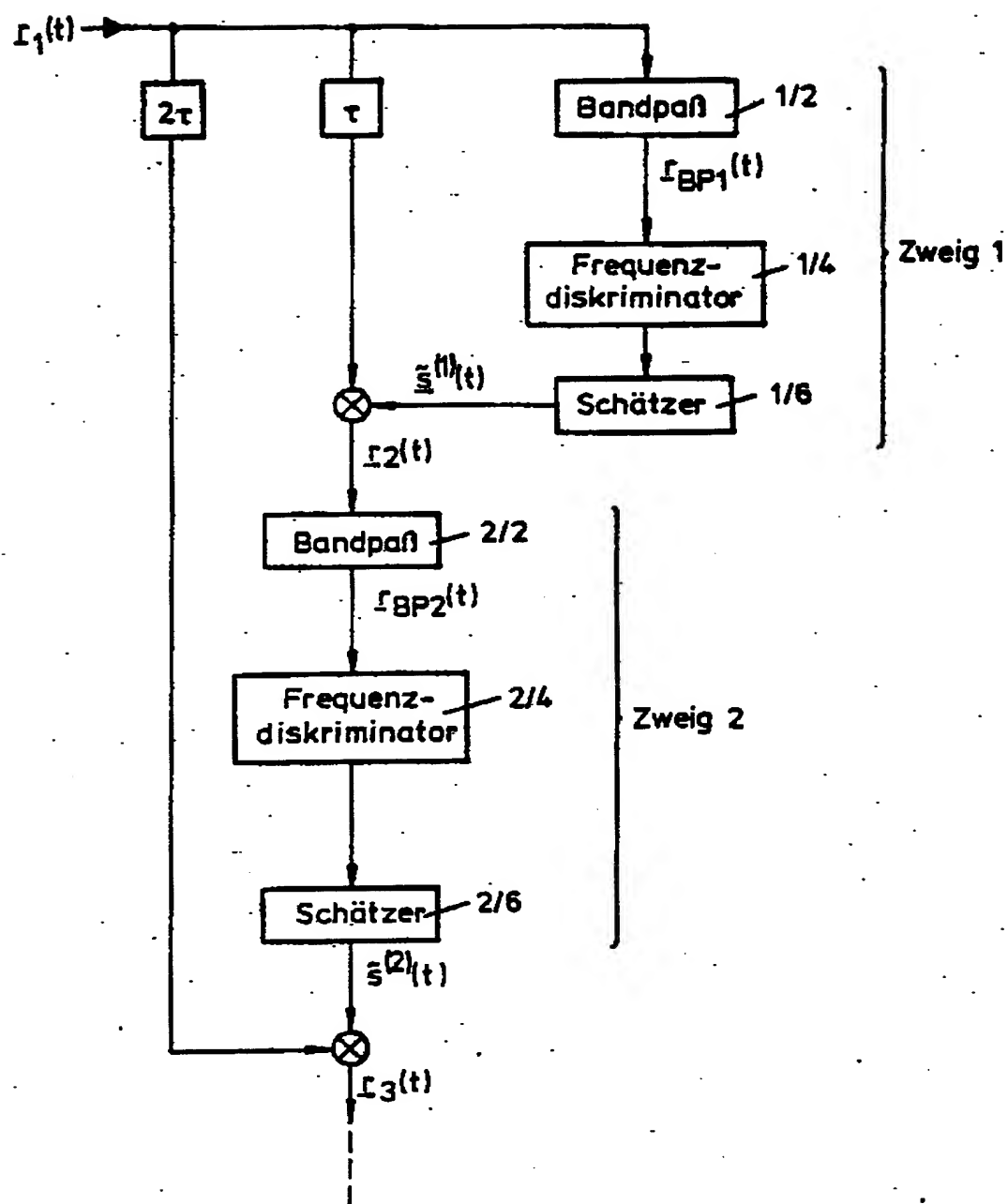


FIG 6(e)

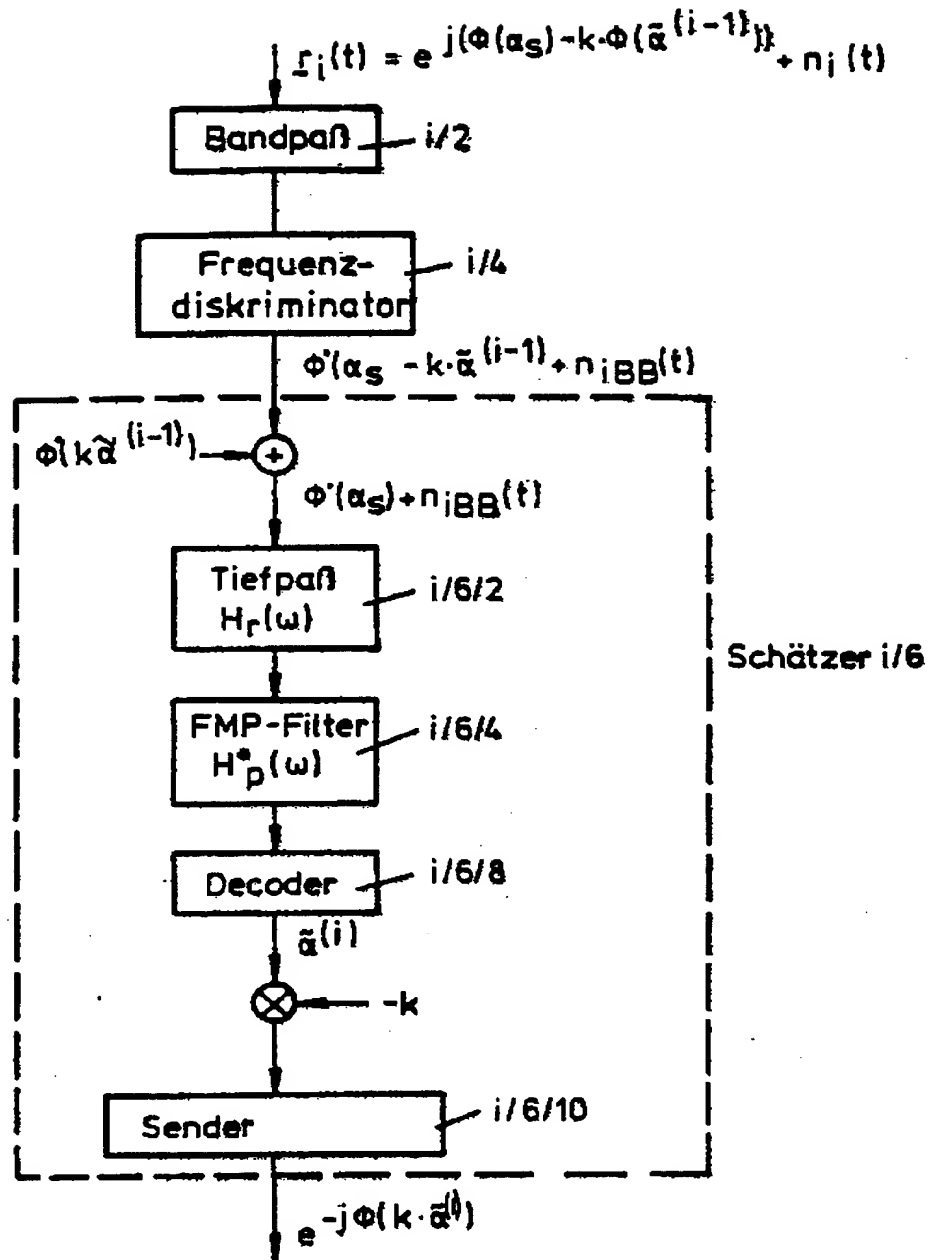


FIG 6(f)

3730399

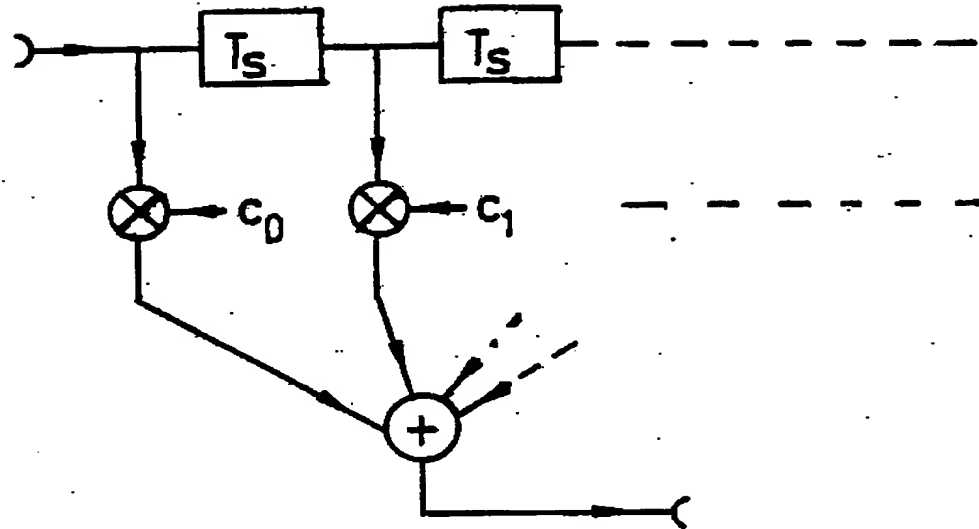


Fig 7

3730399

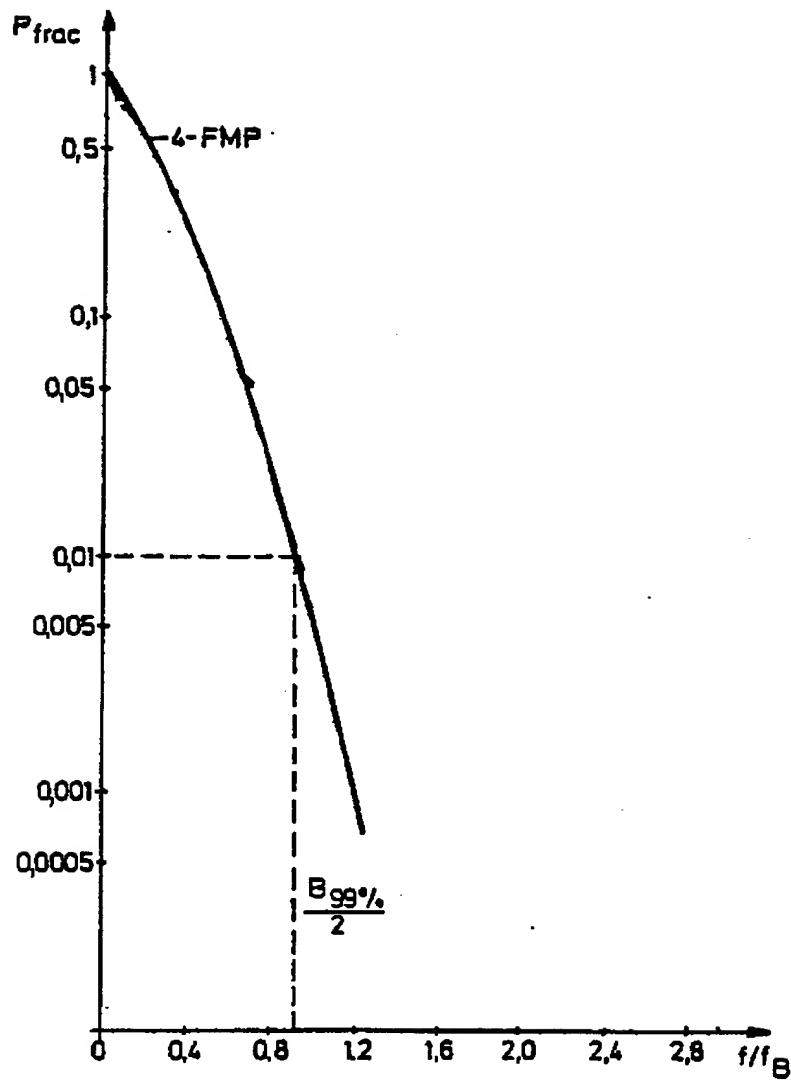


Fig 8

3730399

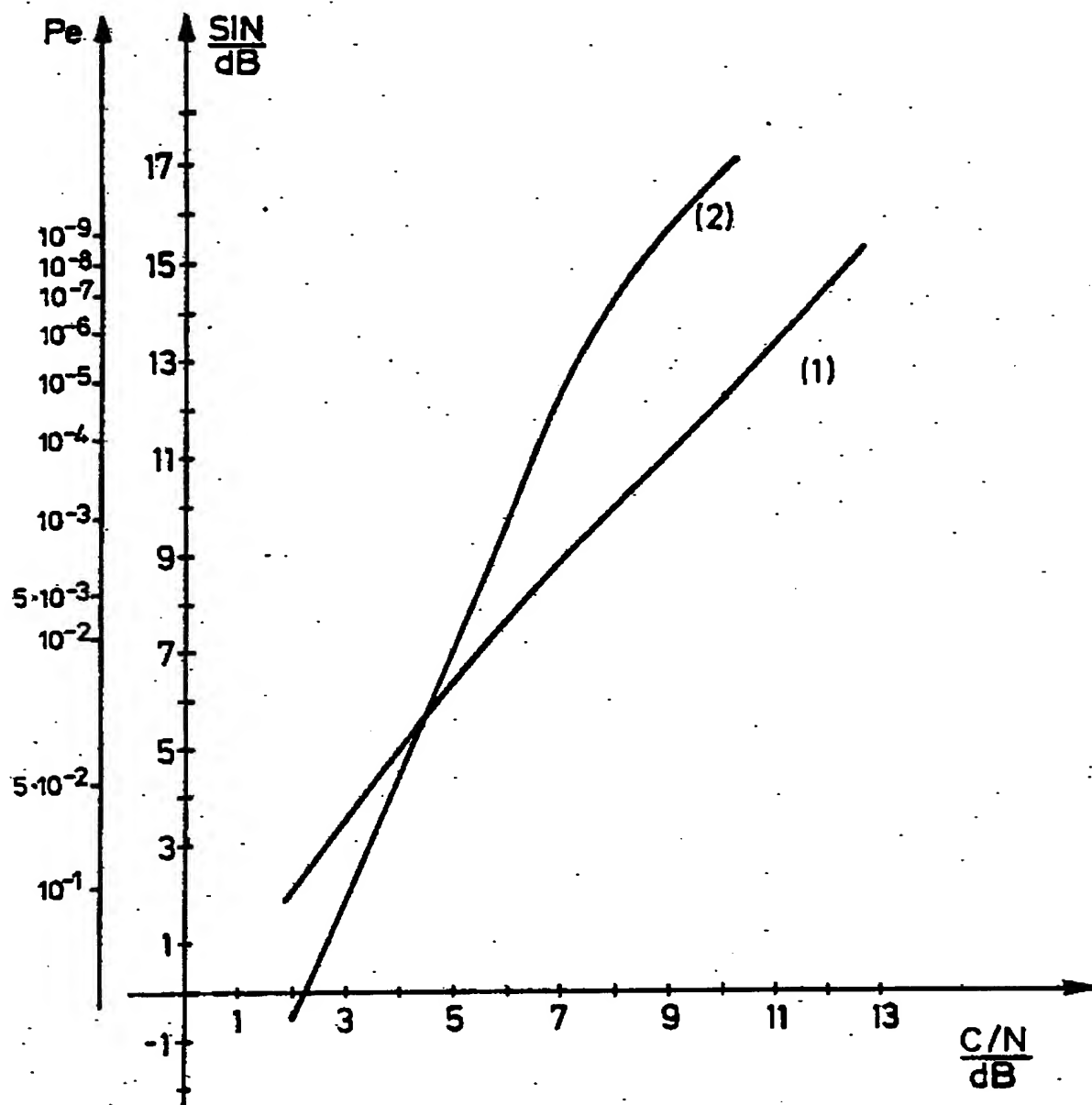


FIG.9

3730399

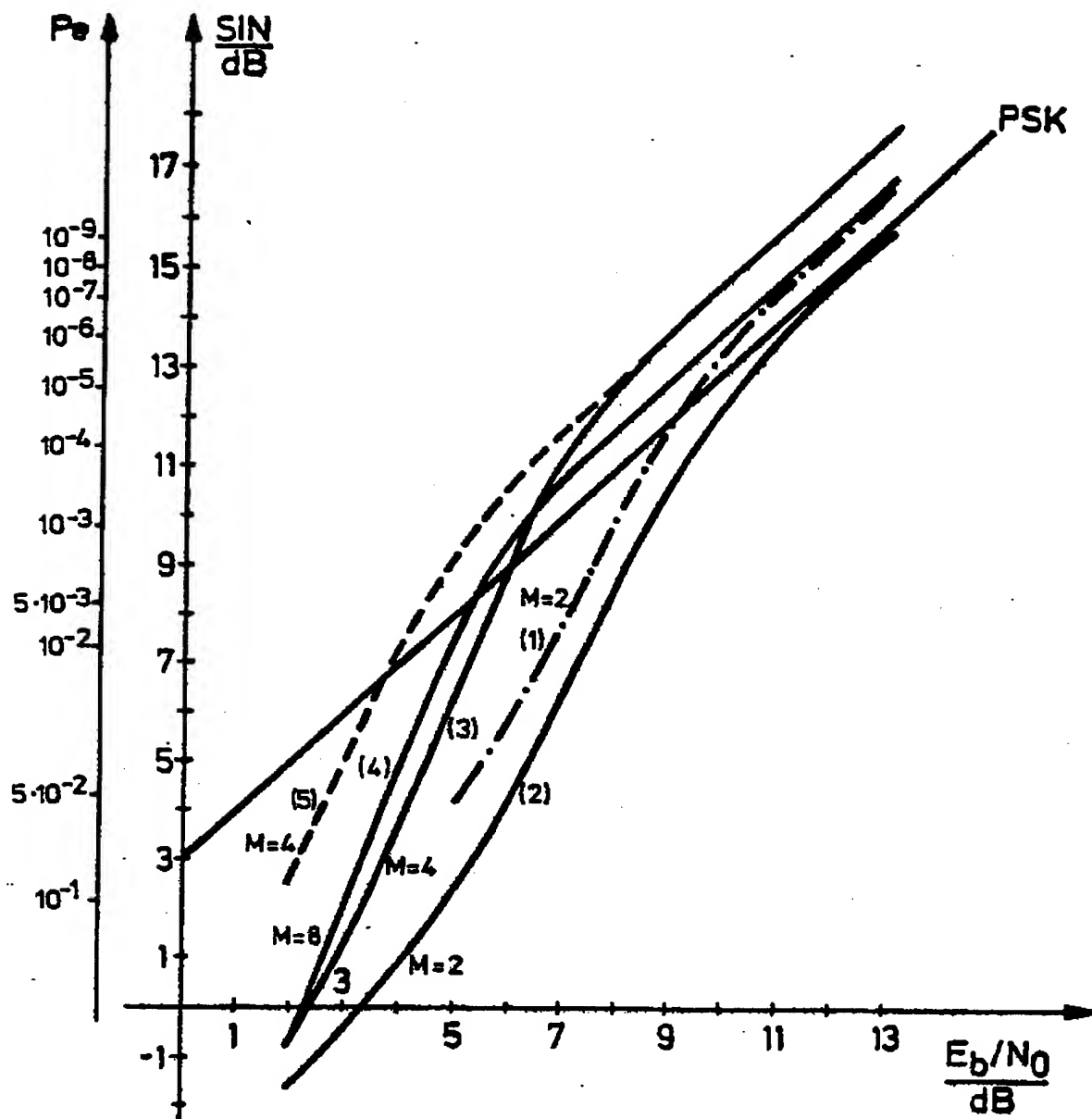


FIG 10

3730399

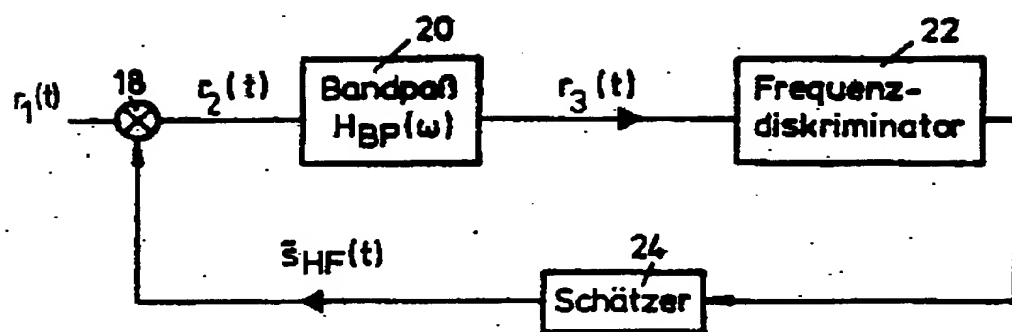


FIG 11

3730399

46

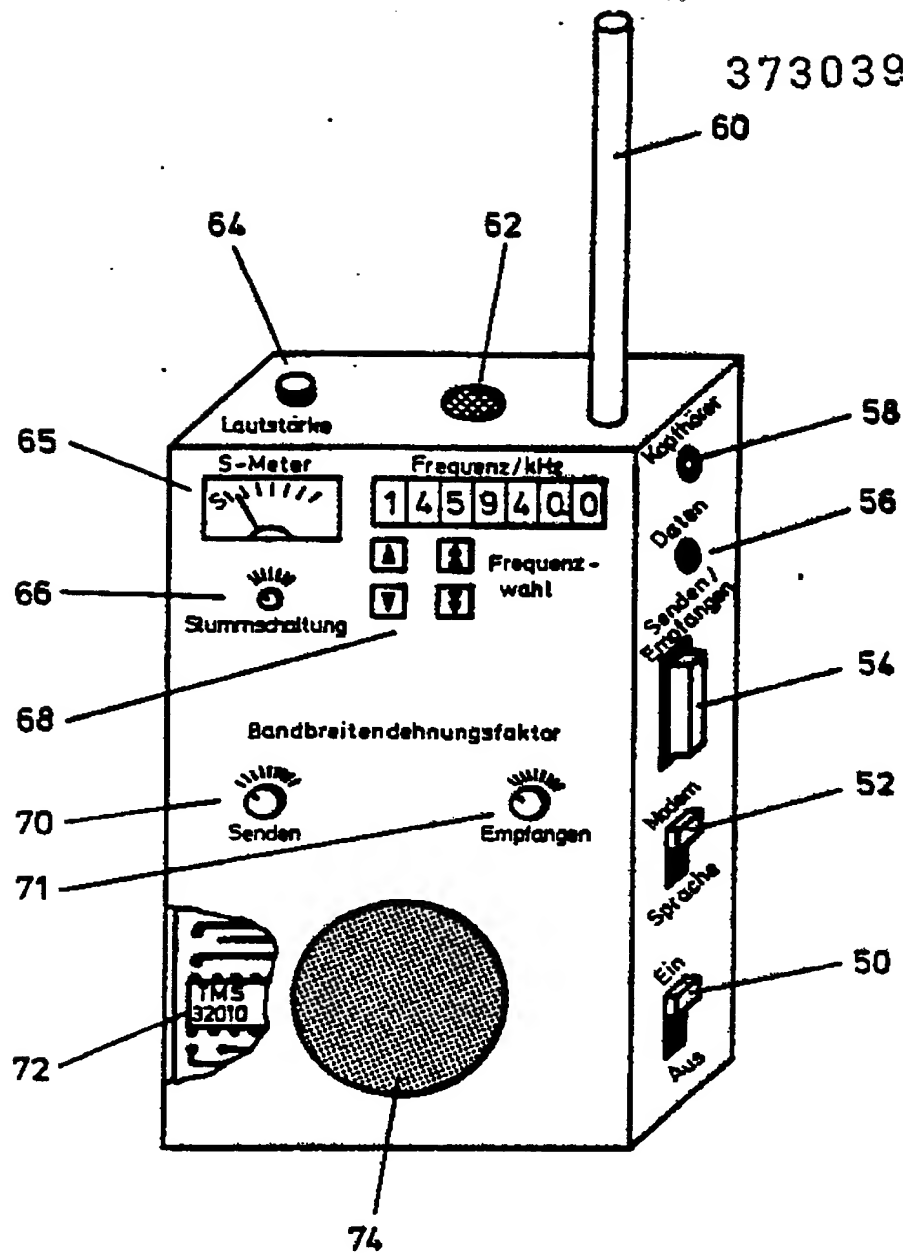


FIG 12

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)